l'antenna
ANNO XXXVII - SETTEMBRE 1965
NUMERO
9
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
LIRE 500

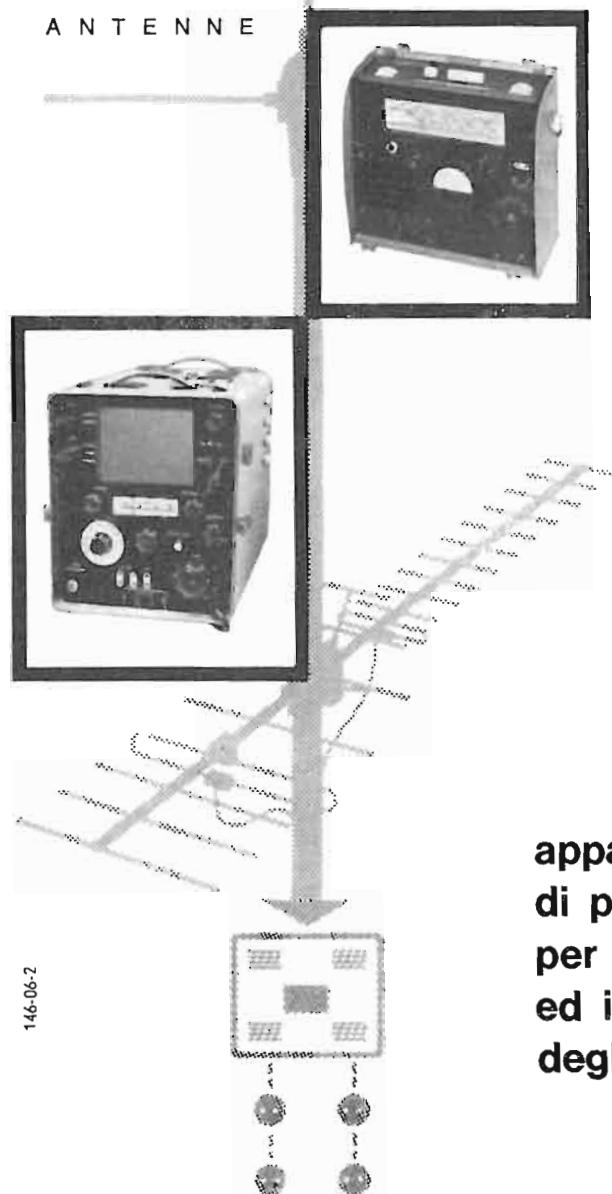
ANNO XXXVII **9**

SETTEMBRE 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500 l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000; estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

tipo SAM 216 c per onde L-M-C-MF

— misure selettive e a banda larga in tutti i campi d'onda
— funzionamento interamente transistorizzato
— controllo selettivo all'ascolto con altoparlante incorporato
— strumento indicatore a tre scale per L-M-C-MF banda larga
— dimensioni 280 x 275 x 135 mm
— peso 5 kg comprese le batterie

tipo SAM 317 d W per TV banda I-III-IV-V

— misure per confronto di luminosità
— video del formato di 95 x 125 mm con possibilità di espandere l'immagine nel rapporto 1 : 1,5
— campo di misura 100 μV - 2,5 V
— altoparlante incorporato per il controllo audio
— alimentazione stabilizzata a 110 - 125 - 160 - 220 V
— dimensioni 490 x 270 x 310 mm
— peso 19 kg

S I E M E N S & H A L S K E A G - s e t t o r e a n t e n n e
Rappresentanza per l'Italia:
S I E M E N S E L E T T R A S. P. A. - M i l a n o

dott. ing. Alessandro Banfi

All'insegna della speranza

Si è testé conclusa la 31ª Mostra Nazionale della Radio Televisione svoltasi a Milano dal 4 al 12 settembre ultimo scorso.

Occorre riconoscere che l'industria italiana di questo settore ha dato una magnifica prova di vitalità e resistenza alle avverse condizioni di mercato.

Infatti l'anno 1964-65 è stato sinora il più difficile per la produzione nazionale, con notevoli flessioni nelle vendite sul mercato interno, solo parzialmente compensate da esportazioni, sovente effettuate a condizioni scarsamente rimunerative.

E sotto tale profilo, si deve constatare che solo la speranza di un mercato migliore sorregge oggi l'industria italiana della Radio-TV.

Il settore Radio-TV è stato il primo fra quelli dei beni di consumo durevoli a risentire del fenomeno congiunturale che ha condizionato tutta l'economia italiana. Nel 1964 infatti le vendite di televisori hanno subito una contrazione sul mercato interno di oltre il 20%. Più sensibile è stata la contrazione nel settore dei radioricevitori, la cui produzione è diminuita di ben il 40%, mentre le vendite hanno segnato una caduta preoccupante dell'ordine del 50%.

Nella prima parte del 1965 il mercato nazionale non ha dato segni di particolare rianimazione. Le industrie del settore sono impegnate nella difficile battaglia per mantenere in efficienza gli impianti, ma non possono fare assegnamento su un mercato di assorbimento sufficientemente vasto, in grado di sostenere una produzione di grandi serie. Da ciò sono derivate le note difficoltà economiche e le riduzioni di lavoro in alcune aziende, (alimentando tra l'altro le giacenze di magazzino sino al limite massimo), pur tuttavia contenendole entro limiti modestissimi grazie agli sforzi che gli imprenditori hanno compiuto soprattutto per mantenere integra la struttura fondamentale dei quadri lavorativi.

Comunque, nonostante questa preoccupante situazione economica, l'industria nazionale ha saputo presentare alla Mostra Radio-TV una valida produzione di novità tecnico-commerciali intese a stimolare l'attenzione e l'interesse di un pubblico più riflessivo.

Vogliamo accennare ai televisori cosiddetti trasportabili, totalmente transistorizzati, che risolvono molti problemi delle ricezioni TV. Non ultimo quello di un secondo televisore domestico facilmente trasferibile da una camera all'altra o da portare con sé in vacanza o nelle gite in automobile.

Nel campo dei radioricevitori, pressoché scomparse le radioline tascabili di scarsa qualità sonora, si stanno affermando i ricevitori a transistori di medie dimensioni con qualità acustiche pregevoli, e con possibilità di ricezione di emissioni in MA e MF.

Purtroppo il pubblico non ha ancora incominciato ad apprezzare a sufficienza i pregi ed il valore musicale delle emissioni radiostereofoniche in MF che la RAI effettua regolarmente da quasi un anno.

Ed apparecchi per la ricezione di tali emissioni sono prodotti da vari costruttori; ci auguriamo che possano incontrare il favore che godono in Germania, in Inghilterra ed in Francia.

Ma l'augurio più vivo e più fervido è quello che la speranza di un mercato migliore divenga presto una luminosa realtà.

A.

Luigi Cesone

L'amplificazione video a transistori nei ricevitori per TV

Caratteristiche fondamentali dei transistori di uscita video BF108 e BF140 Mistral.

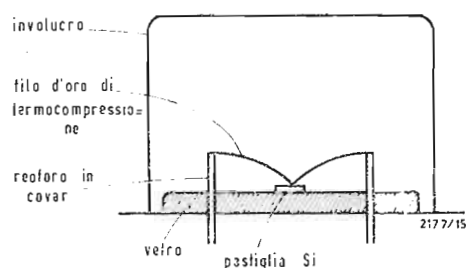



Fig. 1 - Aspetto schematico, in sezione, di un transistore planare BF140.

1. - GENERALITÀ

I transistori al silicio ottenuti per tripla diffusione tipo BF108 e BF140 costituiscono degli elementi particolarmente studiati per equipaggiare gli stadi di uscita a video-frequenza degli apparecchi televisivi commerciali.

Questi componenti vengono ora fabbricati dalla MISTRAL con la tecnica planare ed offrono un insieme di prestazioni estremamente interessanti, ed in particolare:

— una tensione minima di collettore pari a 135 V;

— una bassa capacità di reazione di circa 1,5 pF a 50 V;

— una frequenza di taglio ed un guadagno elevati (100 MHz e 50 rispettivamente) e questi valori si mantengono fino ad una corrente di collettore di almeno 30 mA.

Mentre il tipo BF108 è destinato ad equipaggiare i ricevitori previsti per funzionare secondo lo standard francese di 810 righe, il tipo BF140 è concepito per i circuiti dei ricevitori televisivi funzionanti in accordo con le norme CCIR, 625 righe.

Appunto di quest'ultimo noi ci occuperemo, date le possibilità di impiego nel nostro Paese, ponendo tuttavia in evidenza che esso differisce dal modello precedentemente citato, unicamente per il valore della minima frequenza di transizione garantita.

A titolo informativo forniremo ora alcuni ragguagli circa la natura costitutiva ed il procedimento di fabbricazione di questo interessante elemento semiconduttore. La fig. 1 illustra l'aspetto schematico della sezione del transistore, la parte attiva della piastrina di silicio del quale è rappresentata dalla microfotografia di cui in fig. 2.

Le differenti fasi del processo di preparazione sono, in breve, le seguenti. Si parte da una sbarretta cilindrica di silicio monocristallino dalla quale si ricava una «fetta» di spessore pari a circa 250 μ. Questa piastrina così ottenuta è costituita da silicio di tipo N che possiede una resistività eguale a quella che dovrà avere la regione di collettore del transistore a processo ultimato. Detta piastrina viene quindi sottoposta, su entrambe le superfici, ad una diffusione profonda detta $N+$ di impurità di tipo N, le quali riducono fortemente la resistività in una zona che ha uno spessore di circa 80 μ.

Successivamente si riduce lo spessore della piastrina fino alla metà del suo spessore iniziale, agendo nei confronti di una sola superficie. In seguito la faccia che non è stata raggiunta dal processo di diffusione e che successivamente al processo di riduzione dello spessore ha ricevuto una pulitura speculare, viene uniformemente ossidata. A questo punto, mediante un processo di fotoincisione, si apre nello strato di ossido, che è impermeabile alle impurità di drogaggio, una piccola apertura delle dimensioni di circa 270 × 350 μ (micron). Risulta così costituita una maschera di ossido attraverso la «finestra» presente nella quale si provoca la diffusione delle impurità di tipo P. La zona di silicio P risultante possiede uno spessore di qualche micron e darà luogo alla base del transistore.

L'operazione precedentemente descritta viene successivamente ripetuta con l'aiuto di una seconda maschera che delimita un'apertura più piccola, delle dimensioni pari a circa 90 × 30 μ, centrata sulla base, attraverso cui vengono diffuse delle impurità di tipo N. La zona di silicio così creata, per una profondità evidentemente inferiore a quella della base, costituisce l'emettitore del transistore.

Si aprono infine delle altre finestre di piccole dimensioni nello strato di ossido, due nella regione di base ed una in quella di emettitore e si metallizzano le superfici così liberate onde creare gli elementi di contatto di base e di emettitore per il fissaggio dei relativi reofori.

Il risultato finale delle varie operazioni è rappresentato nella fig. 3 che illustra appunto una sezione schematica della piastrina di silicio a processo di fabbricazione ultimato.

È opportuno precisare che nella realtà il procedimento di fabbricazione che abbiamo brevemente riassunto è fon-

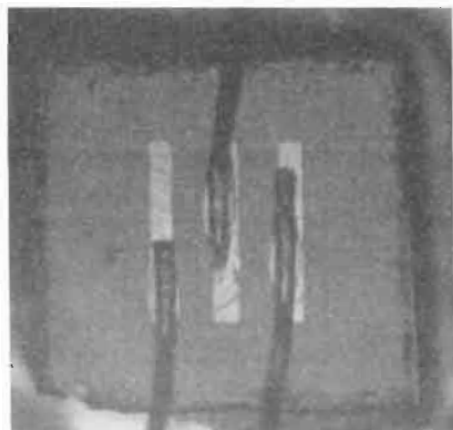



Fig. 2 - Fotografia ingrandita 50 volte della parte attiva di un transistore BF140.

dato sulla diffusione simultanea di un gran numero di transistori su di un'unica piastrina di silicio monocristallino, la quale viene solo successivamente suddivisa in numerose pastiglie quadrate ciascuna delle quali da origine ad un singolo transistore.

2. - CARATTERISTICHE STATICHE

Il funzionamento di un transistore amplificatore nel campo delle frequenze basse viene quasi sempre analizzato con l'aiuto della famiglia di curve caratteristiche dette di uscita o di collettore. Spenderemo, a questo proposito, qualche parola per illustrare le particolarità di questa famiglia di caratteristiche ed i metodi utilizzati per rilevarle.

Le curve di questa famiglia rappresentano, come è noto, la corrente di collettore I_C in funzione della tensione di collettore V_{CE} quando si assuma come parametro la corrente di base I_B oppure la tensione base-emettitore. Il rilievo completo di queste caratteristiche richiede qualche precauzione. Da una parte, non è possibile operare in corrente continua poichè la potenza dissipata nel transistore sarebbe eccessiva. Le variazioni delle caratteristiche con la temperatura renderebbero in tal caso impossibile qualsiasi misura e l'elemento sarebbe inevitabilmente distrutto. D'altra parte, il circuito di collettore deve essere alimentato da un generatore di corrente in quanto l'impiego di un generatore di tensione comporterebbe un aumento incontrollabile della corrente nelle zone della caratteristica con resistenza negativa.

Si procede quindi al rilievo di queste curve caratteristiche valendosi di un generatore a corrente costante che fornisce degli impulsi di corrente di breve durata sotto forma di segnali a dente di sega, particolarmente stretti. Il rilievo si effettua con un metodo oscilloscopico, Lo schema di principio del circuito utilizzato a questo scopo è rappresentato in fig. 4, mentre in fig. 7 sono illustrate le caratteristiche di collettore del transistore BF140.

Fig. 3 - Sezione schematica della piastrina di silicio costituente il transistore BF140, una volta ultimato il processo di preparazione.

3. - INFLUENZA DELLA TEMPERATURA

Conoscere l'andamento delle variazioni eventuali dei parametri statici di un transistore in funzione della temperatura è assai importante in quanto consente di prevedere la modifica del punto di funzionamento quando la temperatura subisce una qualsiasi variazione. Tre sono i parametri da prendere in considerazione a questo scopo:

— la corrente di saturazione del diodo collettore-base, I_{CBO};
— la caratteristica $I_C = f(V_{BE})$;
— il guadagno di corrente in regime statico $h_{21E} = \frac{I_C}{I_B}$.

Si noti che il parametro maggiormente influenzato dalle variazioni di temperatura è la corrente di saturazione, la quale cresce esponenzialmente in funzione di quest'ultima secondo una legge espressa dalla relazione:

$$I_{CBO} = I_{CBO} \cdot e^{-\frac{\theta}{\tau}} \cdot e^{-\frac{\gamma}{\tau_0}}$$

nella quale γ rappresenta una costante del semiconduttore impiegato, che vale teoricamente

$$\gamma = \frac{\varepsilon}{K}$$

ove ε è l'ampiezza della banda di interdizione e K la costante di Boltzmann. Nel caso specifico del silicio, l'applicazione di questa formula conduce ad un raddoppio del valore di I_{CBO} ogni 5,5°C. In effetti la legge di variazione reale è meno rapida ed I_{CBO} si raddoppia soltanto ogni 12 °C nella gamma delle temperature usuali di funzionamento. Questo valore, nel caso di un transistore planare, è estremamente debole, dell'ordine dei nanoampere alla temperatura ambiente.

La caratteristica $I_C = f(V_{BE})$ da parte sua si sposta, in linea di massima, parallelamente all'asse delle tensioni di circa 2 mV/°C. Il guadagno statico, infine, cresce quasi linearmente con la temperatura di circa lo 0,3% per °C.

Fisicamente, si può rappresentare l'azione dei due primi effetti sul punto di funzionamento del transistore con lo aiuto di un generatore di corrente I_{CBO}

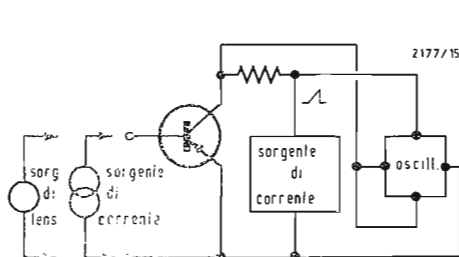



Fig. 4 - Schema teorico dell'apparecchiatura per il rilievo completo delle caratteristiche di collettore.

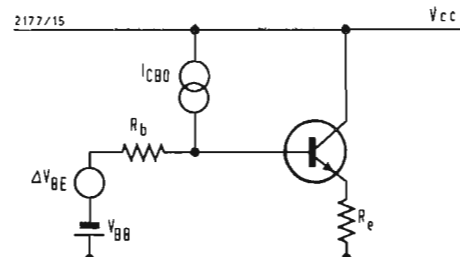



Fig. 5 - Circuito equivalente che rappresenta l'effetto delle variazioni di temperatura sul circuito di polarizzazione di un transistore.

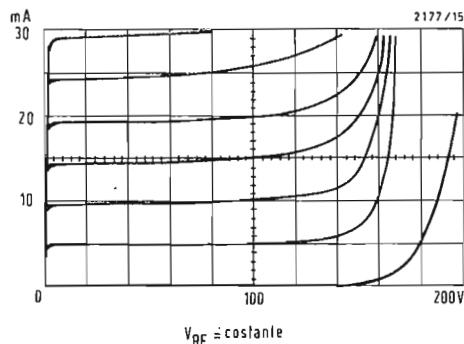



Fig. 7 - Caratteristiche di collettore del transistore BF140 con V_{BE} = costante.

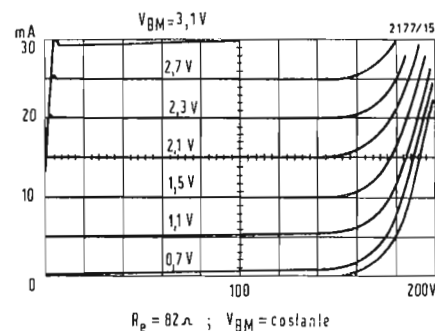



Fig. 8 - Caratteristiche di collettore del transistore BF140 rilevate con una resistenza di controreazione inserita nell'emettitore.

e di un generatore di tensione che fornisca una f.e.m. pari a 2 mV per °C di variazione della temperatura, inserito nel circuito di polarizzazione equivalente del transistore secondo quanto indicato in figura 5.

In ogni caso, anche nelle condizioni più sfavorevoli, l'effetto delle variazioni di corrente di saturazione nel transistore planare BF140 è assolutamente trascurabile.

4. - CARATTERISTICHE DINAMICHE

Il calcolo per il progetto di stadi amplificatori destinati a funzionare a frequenze elevate ed utilizzanti dei transistori in funzione di elementi attivi, si effettua generalmente con l'aiuto dei parametri detti « y ». Questo metodo consiste nel prendere in considerazione il transistore come quadripolo attivo nel quale le tensioni e le correnti sono legate dalle seguenti equazioni:

$$i_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$$
$$i_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$$

I parametri y sono forniti dal fabbricante in funzione della corrente, della tensione di collettore e della frequenza. Il metodo indicato è il solo che consenta un calcolo preciso poichè i parametri in y sono direttamente accessibili con i metodi di misura e possono essere noti con precisione.

Tuttavia, nel caso di un amplificatore video che funzioni in una banda di frequenze estesa dalla corrente continua a parecchi megahertz, esso presenta un certo numero di incovenienti. Il principale è che i parametri in y variano assai sensibilmente in funzione della frequenza e della corrente di collettore. D'altra parte, la presenza della controreazione di emettitore spesso utilizzata, produce profonde modificazioni su di essi. Infine, il loro impiego nella fase di progetto fa perdere ogni contatto con i fenomeni fisici reali.

Conseguentemente agli incovenienti citati, la rappresentazione del transistore mediante uno schema equivalente naturale, nel quale gli elementi sono indipendenti dalla frequenza, presenta indubbiamente un grande interesse.

Fig. 6 - Circuito naturale equivalente del transistore BF140.

Lo schema equivalente naturale semplificato, detto di Giacoletto, rappresenta molto bene le proprietà dei transistori ottenuti per lega su tutte le gamme di frequenza nelle quali essi siano in grado di funzionare. D'altra parte, è molto difficile costruire uno schema semplice capace di rappresentare, in un'ampia banda di frequenze, le proprietà dei transistori per alta frequenza ottenuti per diffusione, in particolare di quelli con struttura planare. Se ci si limita, tuttavia, ad analizzarne il funzionamento in corrispondenza di una banda di frequenze molto ristretta, non superiore ad una decina di megahertz, lo schema di Giacoletto costituisce ancora una valida approssimazione del quadripolo reale.

Lo schema equivalente naturale, valido approssimativamente fino a 10 o 20 MHz, è rappresentato in figura 6. Quivi $r_{bb'}$ rappresenta la resistenza di base. Nel campo della corrente utile (3-30 mA) essa è praticamente indipendente dalla corrente e possiede un valore tipico compreso fra 80 e 100 Ω circa. Per correnti molto deboli (inferiori a 3 mA) questo valore subisce un leggero aumento.

5. - CARATTERISTICHE GENERALI DELL'AMPLIFICATORE

Illustreremo nel seguito le caratteristiche globali di un amplificatore video destinato ad equipaggiare un televisore transistorizzato.

Circuito di ingresso. L'amplificatore è pilotato dal circuito di rivelazione. Si può considerare che l'impedenza di uscita di questo circuito è sensibilmente eguale a quella del dipolo costituito dalla resistenza e dalla capacità di rivelazione.

Il valore della resistenza è di circa 2 kΩ nei televisori destinati alla ricezione dello standard francese a 819 righe, mentre raggiunge i 3 o 4 kΩ nel caso degli apparecchi previsti per lo standard CCIR ed i 5 o 10 kΩ per lo standard americano. Il valore della capacità è di circa 10 pF in ogni caso.

Livello di ingresso. La tensione rivelata dipende dal transistore utilizzato nell'ultimo stadio a media frequenza, dalla tensione di alimentazione di questo stadio, dal valore della resistenza di rivelazione e dal circuito di accoppiamento utilizzato. È quindi piuttosto difficile fornire in questa sede una indicazione precisa del suo valore, che è tuttavia generalmente compreso fra 2 e 5 V.

Circuiti di carico. L'impedenza di carico è in realtà assai complessa.

All'impedenza di ingresso del cinescopio che, quando viene pilotato sul catodo, si comporta come una resistenza di qualche decina di migliaia di ohm in parallelo con una capacità di qualche pF, occorre aggiungere:

a) le capacità parassite di elementi diversi (zoccolo del cinescopio, filo di collegamento fra l'uscita dell'amplificatore ed il cinescopio, cablaggio del circuito di uscita dell'amplificatore, ecc.);

b) i circuiti di prelievo della tensione di sincronismo ed eventualmente della tensione di CAG.

c) le trappole di eliminazione ed/od di prelievo della portante suono nei sistemi CCIR ed americano.

Segnale all'uscita. Tenuto conto della dispersione della tensione di interdizione dei cinescopi e dei margini di sicurezza da prevedere, la tensione di uscita massima dovrà essere di un centinaio di volt. Si può tuttavia ammettere a questo livello una leggera degradazione del responso transistorio. Il tempo di salita teorico corrispondente alla larghezza di banda di 4,5 MHz propria dello standard CCIR è pari a $T \simeq 75$ nsec. Il tempo di salita reale è generalmente di maggior durata in ragione della presenza dei circuiti di prelievo dei sincronismi e del CAG ed anche delle diverse trappole presenti nel sistema intercarrier.

Trasmissione della componente continua. Senza parlare dei problemi relativi alla conservazione del livello del nero, la trasmissione della componente continua presenta, nel caso di un amplificatore transistorizzato, due vantaggi principali:

1) la tensione di uscita massima è indipendente dal contenuto dell'immagine;

2) la potenza media dissipata dal transistore è inferiore, poichè in assenza di segnale od in presenza di un segnale debole, il transistore di uscita di un amplificatore ad accoppiamento capacitivo si trova polarizzato in prossimità del punto di massima dissipazione.

6. - DEFINIZIONE DELLA STRUTTURA DELL'AMPLIFICATORE

A partire dalle prestazioni funzionali definite al paragrafo precedente e dalle caratteristiche del transistore riassunte nella prima parte di questo articolo, mostreremo ora come sia possibile stabilire con procedimento logico la struttura dell'amplificatore procedendo dall'uscita verso l'ingresso.

Stadio di uscita. Poichè l'amplificatore deve essere lineare e presentare una risposta su di un'ampia banda di frequenze, esso funzionerà, ben inteso, in classe *A* e sarà dotato di carico resistivo e di circuito di correzione del responso di tipo induttivo. Si sceglierà la configurazione con emettitore comune in funzione dell'elevata impedenza di ingresso e del notevole guadagno in tensione propri di tale configurazione.

Consideriamo la caratteristica di collettore del transistore di uscita (v. fig. 7). La scelta dovrà cadere sulla caratteristica tracciata con V_{BE} = costante, poichè — come vedremo in seguito — il

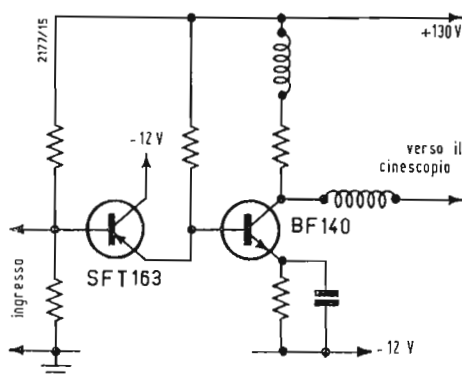



Fig. 9 - Schema semplificato di un amplificatore video: 1ª versione.

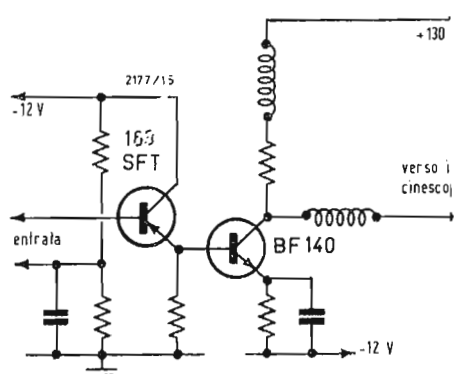



Fig. 10 - Schema semplificato di un amplificatore video: 2ª versione

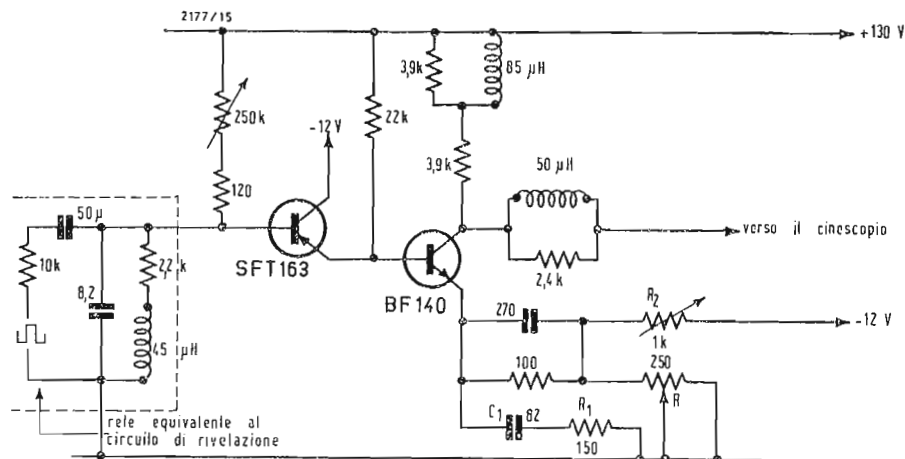



Fig. 11 - Esempio di amplificatore video: 1a versione.

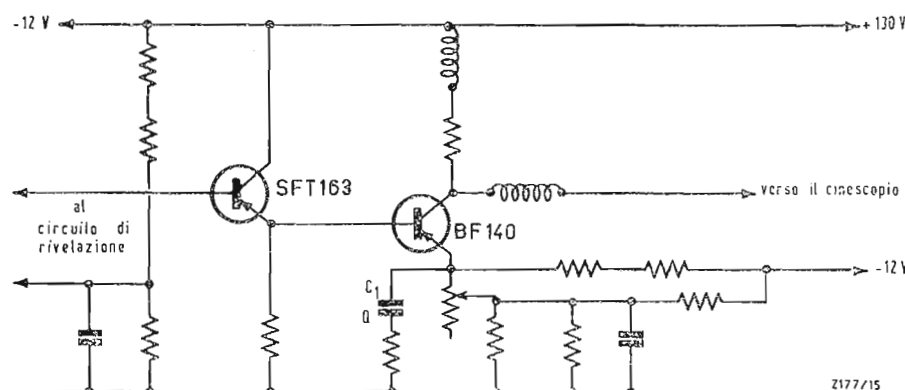



Fig. 12 - Esempio di amplificatore video: 2a versione.

transistore deve essere pilotato da un generatore con impedenza molto bassa. Dall'esame di questa caratteristica è facile osservare — e ciò risulta dall'andamento esponenziale della caratteristica $I_C = f(V_{BE})$ — che l'amplificazione non sarà lineare. Inoltre, con i valori usuali di resistenza di carico, il guadagno in tensione assumerebbe un valore troppo elevato. Conseguentemente a ciò è indispensabile prevedere l'impiego di una resistenza di emettitore non disaccoppiata con funzioni di elemento di linearizzazione.

La figura 8 rappresenta la nuova caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ a tensione di ingresso costante rilevata con una resistenza di emettitore di 82 Ω. Si noti, ora, che ad accrescimenti eguali di tensione corrispondono eguali accrescimenti di corrente su tutta la gamma dei valori utili di corrente, onde l'amplificazione in tensione assumerà carattere lineare.

Il valore della tensione di alimentazione V_{CC} è definito dalla tensione di uscita massima. A prima vista, essendo la tensione di saturazione del transistore trascurabile, potrebbe sembrare possibile scegliere per la tensione V_{CC} un valore appena superiore a 100 V, pur mantenendo lineare l'amplificazione lungo quasi tutta la retta di carico. In realtà quando si prevede una correzione di frequenza mediante un disaccoppiamento imperfetto di emettitore, non risulta più possibile esplorare l'intera retta di carico.

Conseguentemente a ciò, occorre scegliere una tensione di alimentazione V_{CC} superiore del 20 o 30% alla tensione di uscita massima.

La resistenza di carico sarà determinata in funzione della larghezza di banda che occorre trasferire, della potenza massima che è consentito dissipare nel transistore, e della corrente massima di collettore in corrispondenza della quale sono ancora garantite le prestazioni del transistore.

Un valore di R_1 = 4 kΩ con una V_{CC} = = 130 V appare un buon compromesso che conduce a stabilire i seguenti valori:

I_{max} = 32,5 mA
P_{Cmax} = 1,05 V

Sebbene le condizioni corrispondenti a P_{max} vengano molto raramente raggiunte in un amplificatore che trasferisce la componente continua, sarà ottima precauzione quella di prevedere un piccolo radiatore termico con una superficie di qualche centimetro quadrato, fissato sull'involucro del transistore, onde aumentare il margine di sicurezza.

I circuiti di correzione del responso del tipo induttivo serie oppure serie-parallelo verranno definiti esattamente come nel caso di un amplificatore a valvole. Si osservi tuttavia che questi ultimi non sono generalmente sufficienti per garantire il responso transitorio richiesto, in quanto il valore di $R_1 = 4\ k\Omega$ risulta un po' elevato per lo standard a 625 righe. Ci si vede quindi costretti a prevedere una correzione aggiuntiva con l'aiuto di una piccola capacità collegata ai capi della resistenza di emettitore. Il valore di detta resistenza R_e deve essere scelto onde ottenere il guadagno in tensione richiesto:

$$A \cong \frac{R_1}{R_{e1}}$$

in quanto la medesima corrente fluisce nelle due resistenze e la tensione emettitore-massa ha un valore prossimo alla tensione di ingresso.

Quindi, se la tensione massima rivelata è eguale a 2,5 V, il guadagno richiesto A è pari a 40 e si potrà assumere per R_e un valore di 82 Ω, il che consentirà un guadagno teorico di 50 ed un certo margine di sicurezza.

Stadio pilota. Poichè sotto le condizioni di funzionamento considerate, l'ammettenza di ingresso dello stadio di uscita risulta pari a:

$$y_1 = g_1 + J\ \omega\ C_1$$

con

$$1/g_1 \cong 4000\ \Omega \quad e \quad C_1 \cong 80\ pF$$

non è evidentemente possibile pilotarlo direttamente con il circuito di rivelazione. È quindi necessario prevedere uno stadio pilota con funzioni di adattatore di impedenza il quale non dovrà fornire alcun guadagno in tensione, possedendo già lo stadio di uscita il guadagno necessario. A questo scopo è assai conveniente la configurazione con collettore comune. Il transistore Mistral SFT 163 è particolarmente indicato a questo scopo. Trattasi di un tipo drift PNP al germanio che possiede un guadagno di circa 100 ed una frequenza di transizione superiore a 120 MHz per $I_C = 5$ mA.

Le figure 9 e 10 rappresentano due versioni semplificate di amplificatore video per televisore a transistori del tipo qui analizzato. Questi due circuiti trasferiscono entrambi la componente continua e differiscono unicamente per il circuito di polarizzazione dei transistori.

L'influenza della deriva termica del driver sulla stabilità dell'insieme è pressochè trascurabile poichè il carico nel circuito di emettitore del transistore di ingresso è alquanto elevato in particolare nel circuito di figura 9.

Per quanto riguarda il valore della deriva termica dell'ultimo stadio esso è tale per cui un aumento di temperatura di 50 °C conduce ad una deriva di V_{CE} molto prossima a 5 V.

Per ciò che concerne la stabilità, in funzione delle variazioni della tensione di alimentazione, è condizione molto importante che le polarizzazioni di base dei due transistori vengano ottenute a partire dalla medesima sorgente. Questa condizione è attuata in entrambi gli schemi proposti.

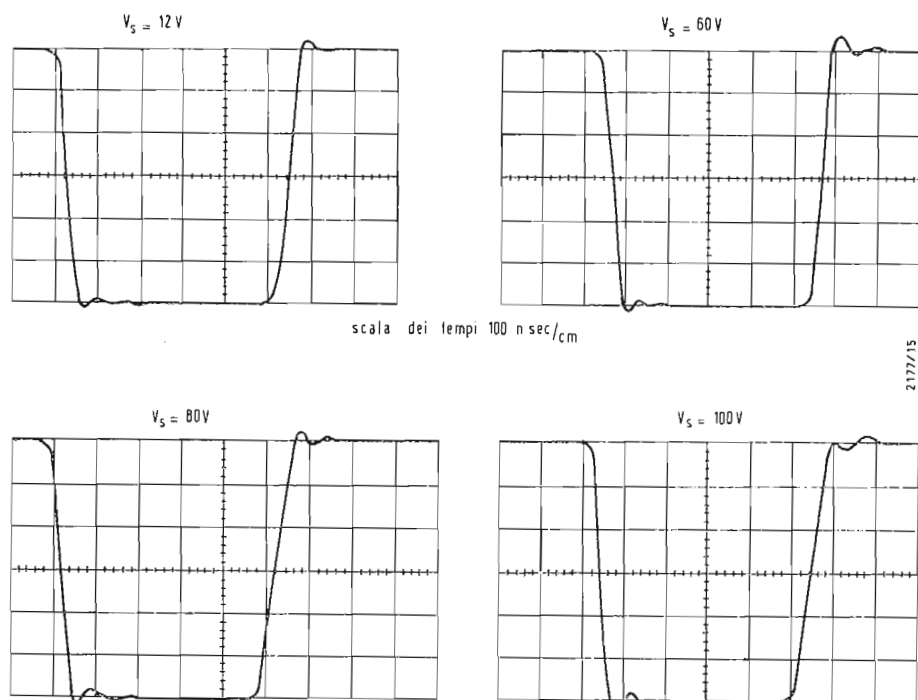



Fig. 13 - Oscillogrammi della tensione di uscita dell'amplificatore di cui in figura 11, per differenti livelli del segnale di uscita.

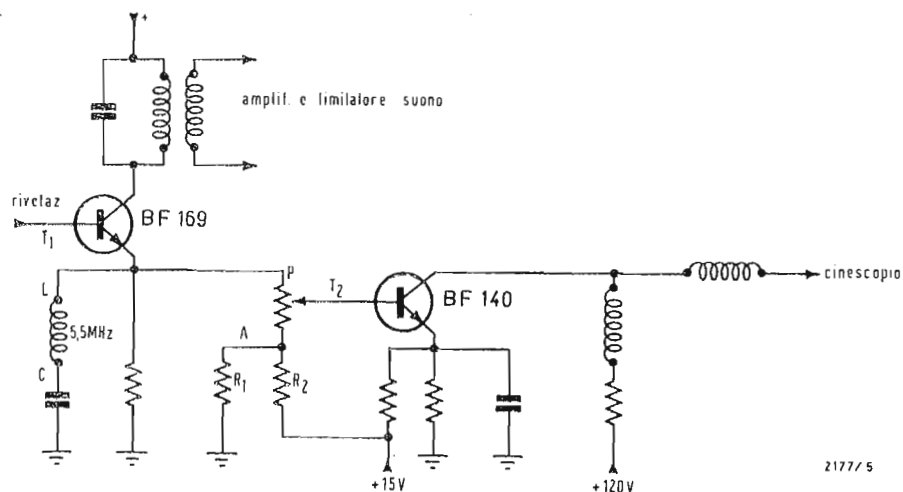



Fig. 14 - Esempio di amplificatore video con stadio amplificatore del segnale intercarrier (BF169).

7. - ESEMPI PRATICI DI AMPLIFICATORI VIDEO

Alle figure 11 e 12 sono riprodotti gli schemi completi di due amplificatori video realizzati in base alle considerazioni precedenti. In entrambi viene impiegato il transistore SFT 163 con funzioni di stadio pilota ed il transistore BF 140 con funzioni di stadio finale. Entrambi i transistori sono prodotti in Italia dalla MISTRAL.

Le caratteristiche generali di tali amplificatori sono brevemente riassunte qui di seguito.

Tensione di uscita massima: 100 V;
tensione di ingresso massima: 2,5 V;
guadagno in tensione: 40 V;
resistenza di rivelazione: da 1,8 a 3,3 kΩ;
tempi di salita per una tensione di uscita di 60 V: 50 nsec circa.

La regolazione del contrasto si effettua tramite la resistenza variabile R inserita nel circuito di emettitore del transistore finale. Il circuito R_1C_1 mantiene il responso transitorio sensibilmente costante entro tutta la gamma di variazione del contrasto.

È possibile collegare il potenziometro di regolazione tramite un collegamento della lunghezza di qualche decina di centimetri, in quanto ciò modifica assai poco il valore della capacità di correzione C_1.

Il dispositivo di mantenimento del livello del nero è assai efficace, sebbene di concezione semplice ed economica. Esso si compone di una resistenza regolabile R_2 che applica una corrente nella resistenza R cui consegue la variazione del contrasto. La regolazione di R_2 (da attuarsi in sede di collaudo) si esegue per ottenere il medesimo livello del nero quando R è uguale a zero (contrasto normale) e quando R raggiunge il proprio massimo valore (contrasto ridotto). Nell'intervallo di regolazione si manifesta un errore che si mantiene tuttavia inferiore ai 2 V.

Lo schema di figura 11 differisce da quello di figura 12 unicamente per il circuito di polarizzazione base-emettitore dei transistori. Tale polarizzazione è ottenuta a partire dalla sorgente di alimentazione a — 12 V, il che permette di ridurre del 30% il consumo del raddrizzatore video che fornisce la tensione di + 130 V. Poichè questa tensione è ottenuta a partire dall'impulso di ritorno di riga, il carico del transistore di uscita orizzontale risulta un poco ridotto. Questo vantaggio si manifesta a scapito di altre prestazioni: il guadagno dell'amplificatore si riduce leggermente ed altrettanto avviene della sua impedenza di ingresso e del suo coefficiente di stabilità. Gli oscillogrammi illustrati in figura 13 mostrano il responso transitorio dell'amplificatore per differenti livelli del segnale di uscita.

È anche possibile utilizzare un driver di tipo NPN. Il transistore BF 169 è stato realizzato appositamente per questo scopo. Nei televisori destinati a funzionare in accordo con lo standard a 625 righe o americano a 525 righe, detto transistore può anche essere impiegato per l'amplificazione del segnale intercarrier, in ragione dell'elevato valore della frequenza di taglio che esso presenta e della notevole uniformità di tale valore entro un'ampia gamma di valori di corrente.

Lo schema di principio di un circuito di questo tipo è rappresentato, a titolo di esempio, in figura 14.

Si noti che, per quanto concerne il segnale video, il driver funziona con collettore comune. Per contro, per quanto riguarda il segnale intercarrier, lo stadio funziona con emettitore comune grazie al circuito serie LC inserito nell'emettitore. Detto circuito assolve an-

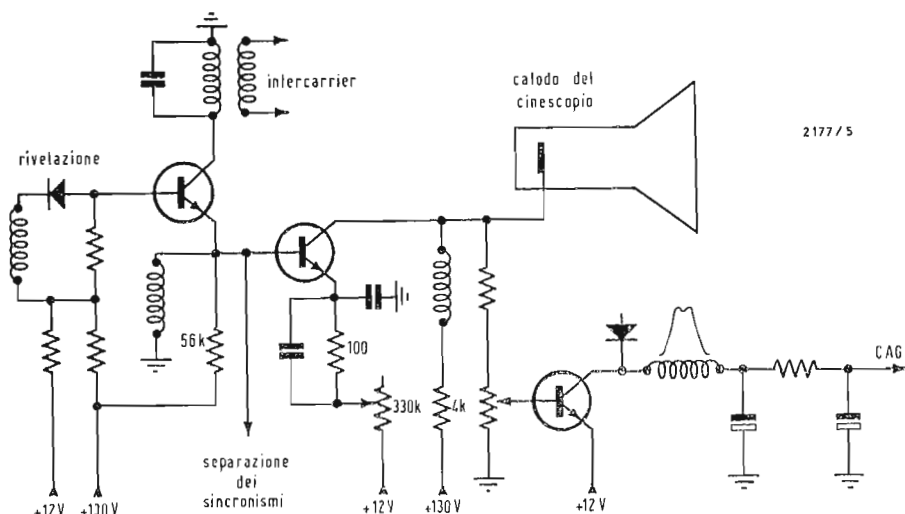



Fig. 15 - Dispositivo di regolazione del contrasto funzionante per variazioni di soglia della tensione CAG.

che alla funzione di trappola suono nei confronti del segnale video.

Il controllo del contrasto è qui attuato da un potenziometro del valore di qualche centinaio di ohm presente fra i due stadi.

Questo circuito garantisce la conservazione del livello del nero. Infatti, si supponga di scegliere il gruppo R_1-R_2 in modo che il potenziale V_A del punto A sia eguale al potenziale raggiunto dall'emettitore di T_2 quando un segnale corrispondente al livello del nero viene applicato sulla base. Per un tale segnale, la tensione ai capi del potenziometro di contrasto è nulla, il potenziale di base di T_2 non varia conseguentemente quando si agisce su P onde il livello del nero risulta conservato.

Sono naturalmente proponibili altri tipi di circuiti. È possibile, in particolare, montare il transistore di ingresso con emettitore comune con l'avvertenza, in tal caso, di prevedere una resistenza di contro-reazione fra emettitore del transistore di uscita e punto freddo del circuito di rivelazione.

È stato anche sperimentato un dispositivo di regolazione del contrasto che funziona per variazioni di soglia della tensione di CAG. Lo schema corrispondente a questo circuito, applicabile agli standard con modulazione negativa, è rappresentato in figura 15. Esso comprende un sistema di CAG nel quale il transistore che amplifica la tensione di comando risulta sbloccato unicamente durante il periodo di ritorno di riga, onde essere insensibile al livello dell'impulso di cancellazione.

La regolazione del contrasto si effettua con l'aiuto della resistenza variabile R presente nel circuito di emettitore del transistore finale. Quando si aumenta il valore di tale resistenza, il CAG ha l'effetto di mantenere costante la tensione di collettore del transistore di uscita al livello dell'impulso di cancellazione. Poichè il guadagno dello stadio si riduce, per aumento della controreazione di emettitore, il potenziale di base — durante la presenza dell'impulso di cancellazione — deve automaticamente aumentare in valore algebrico, trattandosi di un transistore NPN. Poichè il segnale fornito dal rivelatore è negativo, ciò significa che il livello del segnale video (picco a picco) diminuisce. L'effetto globale è quindi appunto una diminuzione del segnale all'uscita, dunque del contrasto.

La compensazione della deriva termica dello stadio finale, inevitabilmente necessaria, può ottenersi mediante un circuito di compensazione costituito da un termistore e da resistenze inseriti nel circuito di polarizzazione di uno dei transistori.

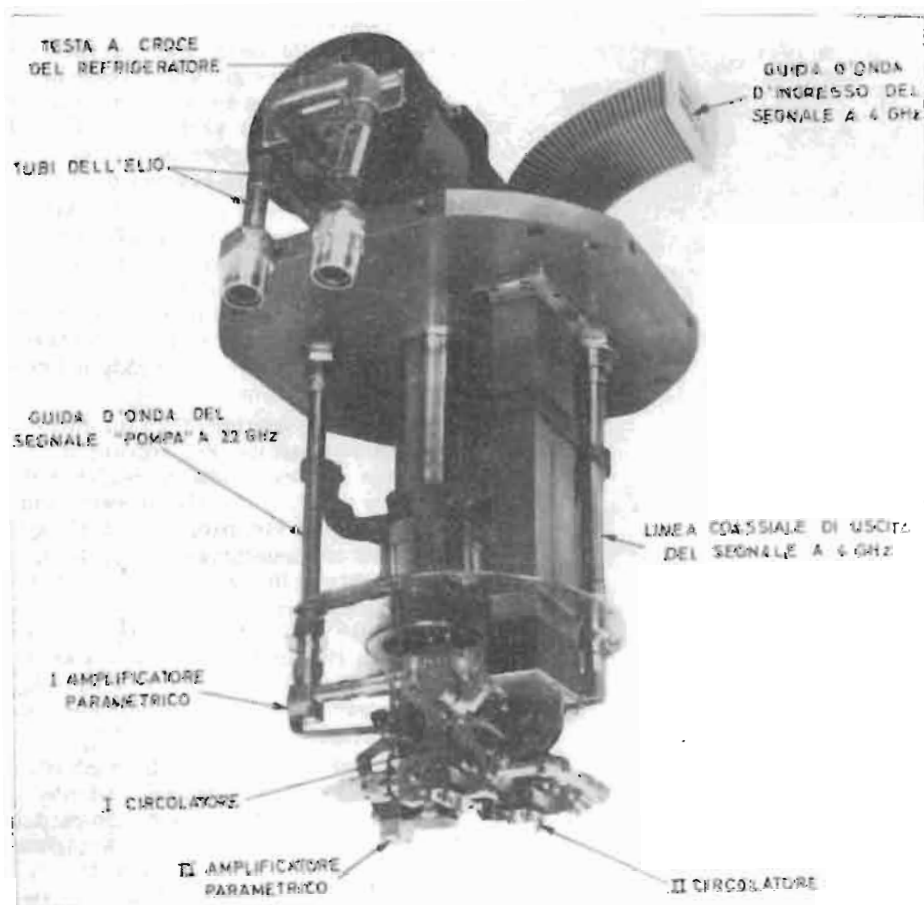
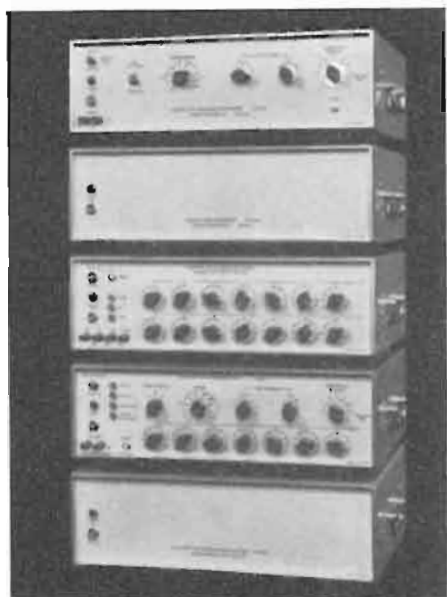
Devono anche essere prese delle precauzioni onde evitare la distruzione della giunzione base-emettitore di uno dei transistori da parte degli impulsi di tensione che appaiono sul catodo del cinescopio, allorchè si producono dei microinneschi interni. Si prevedono generalmente dei limitatori di tensione a scarica su uno o più elettrodi del cinescopio, ed anche una resistenza in serie fra collettore del transistore finale e catodo del cinescopio. Il valore di questa resistenza risulta da un compromesso fra il responso transitorio globale e la necessità di protezione contro gli impulsi conseguenti all'effetto di limitazione dei dispositivi di limitazione della tensione. Per terminare, ricordiamo che, in tutti i circuiti descritti, il transistore di uscita deve essere munito di apposito radiatore termico con superficie pari ad una decina di centimetri quadrati ed in buon contatto termico con l'involucro del semiconduttore. *A*

Amplificatore parametrico per la Stazione del Fucino

La Società Generale di Telefonia ed Electronica S.p.A. annuncia l'attuazione di un amplificatore parametrico a basso rumore nella gamma 4 ÷ 4,2 GHz raffreddato a 20° K mediante un refrigeratore ad elio gassoso a ciclo chiuso a servizio continuativo per la stazione terrestre italiana del Fucino per comunicazioni mediante satelliti della Società Telespazio.
Il sistema fa parte delle apparecchiature per comunicazioni mediante satelliti usate con il satellite HS 303 (Early Bird).
L'amplificatore parametrico ha le seguenti caratteristiche: numero degli stadi 2; larghezza di banda complessiva 4 ÷ 4,2 GHz; amplificazione complessiva 24 dB; temperatura di rumore complessiva 50 °K; frequenza di oscillazione di pompa 22 GHz; varactor usati Sylvania D5148B.
L'amplificatore è raffreddato mediante il refrigeratore ad elio gassoso tipo A.D. Little Cryodyne mod. 340 L costruito dalla Divisione 500 della Arthur D. Little, Inc., Cambridge, Mass. USA, e Zurigo, Svizzera.
Questo è il primo uso in Europa di tale applicazione di raffreddamento ad elio gassoso a ciclo chiuso.
Il refrigeratore ad elio gassoso Cryodyne è capace di funzionamento continuo per più di 2500 ore e di raffreddare due amplificatori parametrici in cascata fornendo una potenza di raffreddamento di 5 W sulla testa raffreddante a 20° K.
L'amplificatore e il refrigeratore sono montati direttamente sull'antenna e possono operare in qualsiasi posizione: possono funzionare in qualsiasi direzione di puntamento dell'antenna.
Il compressore per il refrigeratore è posto a distanza, alla base dell'antenna, e richiede operazioni di manutenzione solo ogni 5000 ore.

Nuovi accessori per i contatori

È stata realizzata una nuova gamma di unità accessorie per estendere l'impiego dei contatori transistorizzati Marconi Instruments, nel campo della registrazione e dei controlli. La flessibilità del sistema costruttivo, comune a tutte queste nuove unità, e l'impiego di circuiti stampati ad innesto, consentono facilmente di aggiungere nuovi tipi di strumenti alla stessa gamma e di includere speciali modifiche a richiesta del cliente.

L'amplificatore parametrico per la stazione del Fucino, funzionante nella gamma 4 ÷ 4,2 GHz.

Unità accessorie per estendere l'impiego dei contatori transistorizzati costruiti dalla Marconi Instruments Ltd.

Gli strumenti possono essere usati con altri apparati digitali, come i voltmetri digitali, che abbiano l'uscita in forma corretta, cioè 1-2-4-8 *BCD*. La gamma comprende:
Convertitore digitale/analogico TF 2402.
Questo strumento produce una tensione o corrente analogica di ogni tre numeri consecutivi oppure delle ultime due letture del contatore per azionare registratori scriventi, in modo da fornire automaticamente un grafico delle variazioni durante una serie di letture. Attenuatori incorporati consentono di ottenere una vasta gamma di livelli d'uscita fino a 5 V o 2,5 mA; molti registratori a penna scrivente possono così essere usati senza alcuna modifica.
Convertitore di codice digitale TF 2403.
I numerosi registratori numerici esistenti hanno esigenze differenti e le varie versioni del TF 2403 convertono il codice 1-2-4-8 *BCD*, usato nei contatori Marconi, in altri codici. Come standard vengono prodotti due codici d'uscita, cioè un codice ad impulsi di 10 linee, adatto per il registratore-stampatore Kienzle tipo D11E, ed il 1-2-4-8 *BCD*.
Indicatore di fuori-limite TF 2404.
Il TF 2404 controlla le letture del contatore e fornisce una indicazione se queste sono troppo alte, troppo basse od oltre due limiti prestabiliti. L'indicazione assume la forma di segnale ottico, più un contatto in chiusura di un relé oppure un impulso elettrico. I limiti vengono normalmente predisposti mediante commutatori posti sul frontale, però, a richiesta, può anche essere fornito con comando a distanza.
Unità analogico-differenziale TF 2405
Questo strumento fornisce l'uscita analogica di una differenza, positiva o negativa, tra le letture del contatore ed un valore impostato a mano. È disponibile una vasta gamma di livelli d'uscita fino a ± 2,5 V oppure ± 2,5 mA. Può essere realizzata la registrazione diretta delle letture d'errore mediante registratore a penna ed inoltre lo strumento può essere usato in alcune applicazioni di controllo proporzionale.
Unità di distribuzione su base dei tempi del contatore TF 2406.
Il TF 2406 è destinato all'impiego in quei sistemi che richiedono la possibilità di conteggio in posizioni diverse. Amplifica la base dei tempi di un contatore principale e la distribuisce, su impedenza di 75 Ω, fino ad otto contatori satelliti che sono notevolmente più economici dei contatori normali. Il sistema non richiede ulteriori interconnessioni e non comporta suddivisione di tempo per le diverse posizioni. *(m.i.)*

Trasmissione bidirezionale di segnali di telecomando telecontrollo e telemisura

La Società Italiana Telecomunicazioni Siemens S.p.A. ha presentato l'apparecchiatura FZK 300 per teleoperazioni.
Questo apparato serve per la trasmissione bidirezionale di segnali di telecomando, telecontrollo e telemisura, ossia per tutte le teleoperazioni necessarie a comandare e controllare elettronicamente il funzionamento di apparecchi, macchine, grandi impianti, ecc., installati a notevole distanza.
Le apparecchiature elettroniche sono completamente transistorizzate e sono stati adottati su larga scala circuiti stampati.
L'apparato funziona secondo il sistema digitale ed è equipaggiato con elementi di memoria realizzati con nuclei magnetici. La costruzione risulta assai solida, di limitato ingombro, rispetto ai servizi forniti e con un assai modesto assorbimento di corrente; inoltre è consentito un esercizio a grande velocità di trasmissione e, grazie all'impiego di nuclei magnetici, non è richiesta energia per la conservazione delle informazioni. Ciò è particolarmente interessante poiché, anche in caso di sospensione della tensione di alimentazione, tutte le informazioni accumulate rimangono attive. *(r.i.)*

La SGS presenta una nuova pubblicazione sui micrologici

Un importante contributo alla comprensione e all'impiego dei microcircuiti integrati è stato offerto dalla Società Generale Semiconduttori con la pubblicazione del « Micrologic Handbook ».
Il libro, che conta più di cento pagine, è suddiviso in due sezioni: la prima tratta dei microcircuiti in generale, delle famiglie di dispositivi disponibili e dei maggiori problemi di progettazione; la seconda sezione descrive più di sessanta circuiti che usano micrologici, tutti ampiamente illustrati.
Alcuni di tali esempi, fra cui i contatori, rappresentano funzioni complete che possono essere direttamente utilizzate; altri propongono interessanti combinazioni di elementi da inserire in sistemi funzionali più ampi.
Il « Micrologic Handbook » è il risultato di una stretta collaborazione fra i laboratori di applicazioni S.G.S. in Italia e in Inghilterra, e rappresenta così una delle prime pubblicazioni sui circuiti integrati elaborata da tecnici europei per il mercato europeo. *(s.g.s.)*

dott. ing. A. Turrini

Teoria e proprietà del transistore a effetto di campo*

Il transistore a effetto di campo riposa, ad onta dell'affinità nel nome, su principi completamente diversi rispetto ai transistori a giunzione finora in uso. Questo articolo descrive dettagliatamente la costruzione e il principio di funzionamento di questo nuovo attivo elemento costruttivo con l'ausilio di rappresentazioni schematiche, famiglie di caratteristiche e circuiti equivalenti.

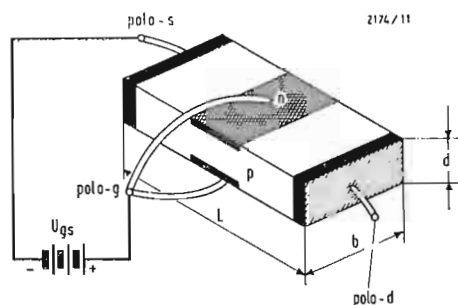



Fig. 1 - Il canale *p* di un transistore a effetto di campo.

TANTO NELL'ELETTRONICA industriale, quanto nel campo dell'elettronica di manutenzione, oggi gli apparecchi completamente transistorizzati rappresentano già una considerevole frazione della produzione generale. I tubi elettronici vengono ancora oggi usati, laddove non si possono ottenere speciali proprietà circuitali coi transistori attualmente a disposizione o quando essi sono troppo cari per lo scopo prefisso. L'ultimo argomento però va perdendo importanza visibilmente, perchè i costi dei transistori sono costantemente in diminuzione.

Per particolari applicazioni ai circuiti esiste ora per l'elettronica un nuovo elemento costruttivo, il cui nome attualmente come vocabolo corrente nella relativa letteratura suona: transistore a effetto di campo. I suoi pregi principali rispetto ai transistori precedenti sono:

— maggiore resistenza di entrata;

— minore rumorosità propria;

— minore sensibilità all'influenza di radiazioni radioattive.

Il transistore a effetto di campo è un semiconduttore controllabile, quasi senza perdite. Tipi speciali sostituiscono perfino tubi per misure elettriche. Un ostacolo attualmente è rappresentato dall'alto prezzo dei transistori a effetto di campo, tuttavia è in atto una forte diminuzione di prezzo.

La vera origine del transistore a effetto di campo risale al 1935, quando Oskar Heil di Berlino ottenne un brevetto inglese intitolato « Sul controllo di una resistenza fatta con materiale semiconduttore e sull'utilizzazione di questo effetto per l'amplificazione di un segnale elettrico ». [1]

Però il vero sviluppo ebbe inizio negli anni successivi al 1950 [2.....5]. Sostanzialmente si tratta, pure nel transistore a effetto di campo, di una resistenza controllabile di materiale semiconduttore. Esso differisce dagli attuali transistori a giunzione in quanto in esso il trasporto delle cariche, per mezzo di portatori di entrambi i segni, avviene (nel transistore a effetto di campo) solo mediante i portatori maggioritari, per cui si parla anche di transistori unipolari. Vi è una pura conduzione elettronica. Le proprietà di un transistore a effetto di campo sono paragonabili a quelle di un tubo elettronico pentodo.

Ciò avviene soprattutto per le curve caratteristiche e approssimativamente anche per le grandezze di entrata e di uscita, come pure per l'ammettenza di trasduzione. Circa le forme di esecuzione fisiche e tecnologiche possibili di un transistore a effetto di campo si sono affermate essenzialmente due varianti: il transistore a effetto di campo a giunzione ed il transistore a effetto di campo a ossido metallico (in americano « metal oxyde semiconductor field effect transistor » abbreviato in MOSFET, mentre il tipo a giunzione viene abbreviato semplicemente in FET). Il tipo a ossido metallico è storicamente più vecchio, se lo si riconduce al brevetto già sopra ricordato, industrialmente però è il tipo più recente. Il suo funzionamento avviene mediante una metallizzazione, che è completamente isolata attraverso uno strato semiconduttore non conduttivo dalla parte conduttrice che porta corrente. Nel tipo a giunzione finora usato, invece, il funzionamento consegue da uno strato semiconduttore, che all'opposto è dotato come la zona conduttrice, che fa passare corrente; si forma dunque uno strato di sbarramento analogo a un diodo, che si comporta ancora come un isolante, quando

(*) Mäusl, R., Der Feldeffekt-Transistor, *Elektronik*, maggio 1965, pag. 139.

sia convenientemente polarizzato. Perciò, nel normale ambito di funzionamento, il comportamento di entrambi i tipi è essenzialmente uguale, e possiamo perciò, allo scopo di introdurci in questo campo, trattare solo il tipo a giunzione.

1. - TEORIA

Per l'interpretazione dei fenomeni entro il transistore a effetto di campo, lo si tratta, per semplicità, come una barretta di materiale semiconduttore. Questa barretta serve come un percorso per la corrente, la cui resistenza nel senso della lunghezza può essere variata da un campo elettrico trasversale applicato.

Secondo la drogatura del materiale di uscita la via di corrente o canale può essere conduttore *p* o *n*. Sopra una superficie laterale o, meglio ancora, sopra due superfici laterali opposte, vengono introdotte per diffusione bandelle polarizzate oppostamente alla dotazione del canale, che servono come elettrodi di controllo. Per chiarire il concetto di resistenza sopra accennato, consideriamo una barretta di silicio dotato *p* col quale costituiamo il dispositivo visibile in fig. 1.

I due elettrodi conduttori si chiamano in inglese *Source* (sorgente) e *Drain* (deflusso), i due elettrodi di comando collegati insieme si chiamano *Gate* (porta). Si usano le abbreviazioni *S*, *D* e *G* di queste denominazioni.

Si può qui fare la questione se si debbano designare gli elettrodi appoggiandosi alla tecnica dei transistori con emettitore, collettore e base, o con le corrispondenti denominazioni catodo, anodo e griglia della tecnica dei tubi elettronici.

Per costituire uno schema unitario, si usano qui, secondo una proposta del Dr. Bergtold [6], le espressioni Polo-s, Polo-d, Polo-g. La resistenza della lastrina fra gli elettrodi *s* e *d* vale:

$$R_0 \cong \frac{L}{q\,\mu\,p\,b\,d} \cong \frac{L}{x\,b\,d},$$

significato dei simboli:

q = carica dell'elettrone;

μ = mobilità dei portatori maggioritari;

p = concentrazione dei portatori maggioritari;

x = conduttività speciale del materiale semiconduttore.

Poichè le dimensioni geometriche della barretta sono costanti, la resistenza della stessa dipende solo dalla conduttività del materiale semiconduttore. Questa può però essere influenzata dalla variazione di concentrazione dei portatori maggioritari.

Se si applica fra il polo-s e il polo-g una tensione continua, tale che il polo-g divenga positivo rispetto al polo-s, si forma una carica spaziale nelle due facce della giunzione *p-n* agente in direzione di sbarramento. Con ciò una certa parte dei portatori liberi di cariche esistenti nella lastrina viene conglobata e non è più a disposizione per la conduzione della corrente. La densità dei rimanenti portatori maggioritari determina ora la conduttività della barretta. Un ulteriore incremento della densità di portatori di cariche può ora ancora avvenire solo mediante apporto di energia esterna, per es. per riscaldamento. Questo effetto però non sarà ulteriormente studiato come influenza disturbante.

La fig. 2 rappresenta schematicamente la concentrazione dei portatori di cariche entro la lastrina quando si applica una tensione di sbarramento allo strato limite *gs*. Così si stabilisce una distribuzione uniforme dei portatori di cariche tanto nella zona *p*, quanto nella zona *n*. In seguito ad una più alta drogatura nella zona *g* ha luogo, con lo stesso numero di portatori di cariche ai due lati dello strato limite, una penetrazione più profonda della carica spaziale nel canale *p*. I portatori di carica liberi rimanenti nella piastrina per la conduzione di corrente, si trovano ora in mezzo alla zona centrale, che ora è da riguardare come una grossezza ridotta di canale. Questa può essere influenzata dalla grandezza della tensione di sbarramento applicata.

Una sopraelevazione della tensione fra il polo-g e il polo-s provoca un'espansione della zona della carica spaziale e

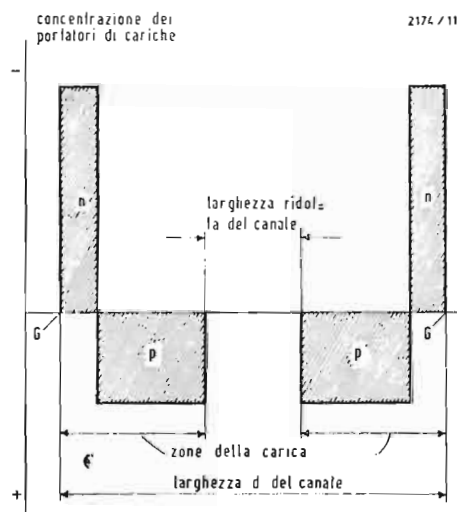



Fig. 2 - Distribuzione dei portatori di cariche all'interno della lastrina.

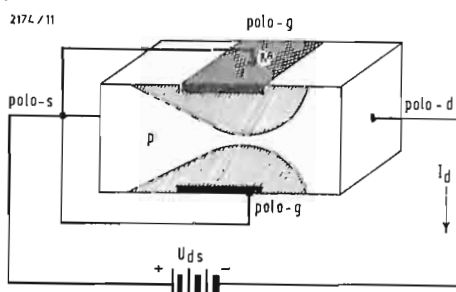



Fig. 3 - Distribuzione della carica spaziale con una tensione applicata fra il polo —*d* e il polo —*s*.

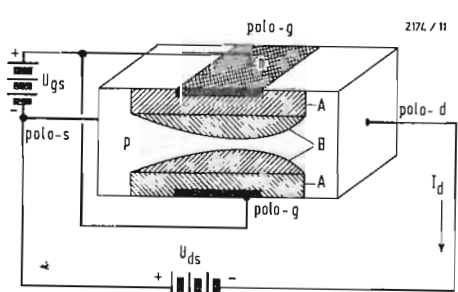



Fig. 4 - Distribuzione della carica spaziale con piene tensioni di lavoro.

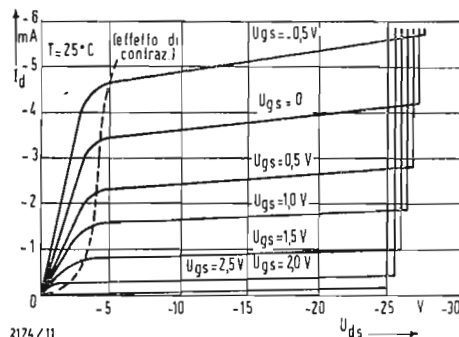



Fig. 5 - Famiglia di caratteristiche I_d/U_{ds} del transistore a effetto di campo tipo 2N2498 della Texas Instruments.

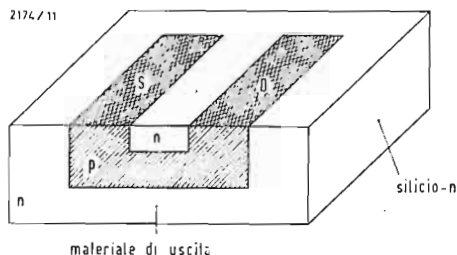



Fig. 6 - Possibile costituzione geometrica del transistore a effetto di campo.

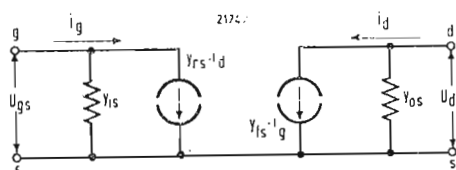



Fig. 7 - Circuito equivalente a quadripolo con parametri di conduttanze.

quindi una restrizione della grandezza utile del canale. Ciò ha a sua volta come effetto un incremento della resistenza fra il polo-s e il polo-d. Il campo elettrico trasversale ha dunque un effetto sulla conduttività della zona di corrente, da qui il nome di *effetto di campo*. Le trattazioni fatte fin qui si fondano sul fatto che fra il polo-d e il polo-s non esiste alcuna tensione. Colla presenza di una tensione fra questi due elettrodi variano i rapporti di tensione, a motivo della corrente fluente nella barretta e della crescente caduta di tensione lungo il cammino percorso. Se si suppone poi che la tensione fra il polo-g e il polo-s sia zero, i due elettrodi risultano allora collegati insieme. Se la tensione fra il polo-d e il polo-s viene aumentata da zero in su, la corrente I_d cresce, dapprima linearmente, e la barretta semiconduttrice si comporta come una resistenza elettrica. Se la corrente aumenta ulteriormente, il canale diviene sempre più negativo nel senso verso il polo-d, a motivo della caduta di tensione. A questo modo nasce una differenza di potenziale dipendente dal punto considerato. Essa ha come conseguenza una zona di carica spaziale estendentesi all'interno, secondo la fig. 3. La conduttività decrescente limita ora un ulteriore aumento lineare della corrente.

Per una determinata tensione U_{ds} le due zone di carica spaziale si estendono così addentro nel canale, che quasi si incontrano. Questa tensione viene chiamata, secondo Shockley [2], tensione Pinch-off, cioè tensione di contrazione. In queste condizioni scorre precisamente ancora così tanta corrente I_d che si verifica la necessaria caduta di tensione attraverso al canale oramai divenuto ohmico.

Nella caratteristica $I_d = f(U_{ds})$ discussa più tardi col parametro $U_{gs} = 0$, la tensione di contrazione corrisponde circa al punto, dove questa caratteristica si piega e presenta un ramo quasi orizzontale. Una sopraelevazione della tensione U_{ds} oltre questo punto, non porta più ad alcun sensibile aumento di corrente, cioè interviene una certa saturazione. Sta il fatto che se la differenza di potenziale, che sorge dalla caduta di tensione fra il polo-g e il canale al terminale verso il polo-d è la più grande possibile, si genera la forma speciale della zona della carica spaziale. Il rimanente tratto di corrente presenta una sorta di forma di cuneo. La notevole caduta di tensione si origina sul breve tronco, dove le due zone di carica spaziale quasi si toccano, a motivo dell'alta resistenza della via della corrente in questo posto.

Se ora si applica anche una tensione fra il polo-g e il polo-s, ha luogo una sovrapposizione delle zone di carica spaziale che risultano dalle due tensioni. In fig. 4 questo è rappresentato con diversi tratteggi. La zona di carica spaziale ad andamento uniforme fuori dal campo trasversale fra polo-g e canale viene ancora sovrapposta alla carica spaziale prodotta dalla caduta di tensione nel tronco percorso da corrente. La tensione applicata U_{gs} determina la larghezza della zona di carica spaziale *A*. Qui avviene che con una tensione U_{gs} più alta, già una corrente di canale più piccola I_d porta all'effetto di stringimento (pinch-effect). Ciò è riconoscibile anche dalla famiglia di caratteristiche di fig. 5. Sarebbe ora possibile, con una tensione U_{gs} abbastanza alta, bloccare completamente la via della corrente. In verità, la corrente I_d si approssima precisamente al valore zero, tuttavia fluisce sempre una corrente minima di riposo. La tensione di contrazione è, come già riportato, la tensione U_{ds}, che nella famiglia di caratteristiche I_d/U_{ds} porta il tratto superiore alla saturazione. Essa separa così il campo a carattere pentodico da quello a carattere triodico. Per una precisa definizione di questa tensione dovrebbe essere assegnata la pendenza per questo punto caratteristico della curva. Secondo un'altra definizione della tensione di contrazione, questa viene indicata come la tensione U_{gs}, che è necessaria per abbassare la corrente I_d fino ad un particolare valore piccolo ben determinato. Questo criterio si estende anche ad una data tensione U_{gs}. I due dati sono interconnessi, poichè essi stanno ciascuno in unione con U_{gs} o U_{ds}.

2. - COSTRUZIONE

Coi transistori a effetto di campo si distingue (analogamente a quello che si fa coi transistori a giunzione, fra tipi pnp e npn) fra esecuzioni con canale *p* e con canale *n*. Ciò significa che alla base del canale, che funge da trasduttore di corrente, sta un materiale di uscita drogato *p* o drogato *n*. Per la maggior parte si tratta, nei transistori a effetto di campo oggi fabbricati, di tipi a canale *p* con silicio drogato *p* come materiale di uscita. Si ottiene con ciò un miglior comportamento della giunzione ed una minor dipendenza della temperatura come col germanio drogato *n*.

La costituzione del transistore a effetto di campo può anche essere rappresentata in forma semplificata come in fig. 6. Il punto di uscita è una piastrina di silicio *n*, in cui viene inserito per diffusione il canale *p* mediante una determinata drogatura (per es. con Boro). Il rimanente ponticello serve per la connessione di entrambe le armature conduttrici.

Secondo il corso di vari processi di finitura, i due terminali del canale vengono trattati con alluminio, con cui poi, analogamente al materiale base del terminale del polo-g, il terminale del polo-s e quello del polo-d vengono messi in contatto. Le vere forme geometriche si evolvono da questo semplice dispositivo degli elettrodi fino a diventare elementi costruttivi a forma di pettine o

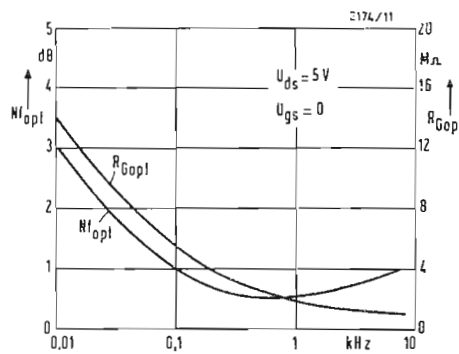



Fig. 9 - Pendenza diretta (parte reale g_{fs}) in funzione della corrente I_d.

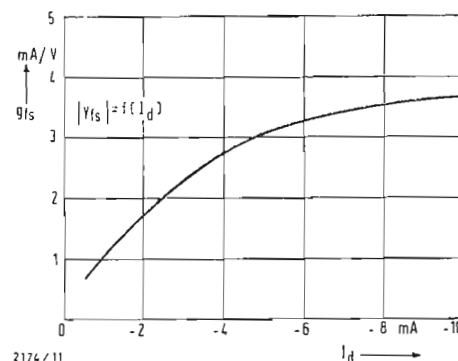



Fig. 10 - Circuito equivalente alle alte frequenze del transistore a effetto di campo (valido fino a circa 30 MHz).

di labirinto. Le dimensioni si aggirano da alcuni centesimi di millimetro fino ad alcuni millimetri, secondo i requisiti occorrenti del tipo in oggetto (corrente, pendenza, capacità, ecc.).

3. - FAMIGLIE DI CURVE CARATTERISTICHE

La fig. 5 ha già indicato con una famiglia di caratteristiche la dipendenza della corrente I_d dalle tensioni U_{gs} e U_{ds}. Come già ricordato si può stabilire una similitudine con la famiglia di caratteristiche di un pentodo a tubo elettronico. A seconda della fabbricazione del transistore a effetto di campo si manifesta qui una più o meno grande spaziatura delle caratteristiche I_d/U_d, variando la tensione U_{gs}. L'aumento lineare della corrente da zero in poi si manifesta a motivo della resistenza puramente ohmica del canale. Aumentando ulteriormente la corrente, le caratteristiche formano un ginocchio, a motivo della formazione della zona di carica spaziale a forma di cuneo ed entrano nel campo della saturazione.

Aumentando la tensione U_{ds}, si verifica, intorno ai valori 25 o 30 V, la scarica disruttiva, perchè l'intensità del campo nel canale, cioè attraverso i tratti g-s o d-g, diviene troppo alta.

Secondo le raccomandazioni IEEE (= Institute of Electrical and Electronic Engineers), usando i simboli standard americani, si chiama I_d la corrente con tensione $U_{gs} = 0$ e con I_{dss} con qualsiasi tensione U_{ds}. Se questa corrente viene assegnata nel campo della saturazione della caratteristica, la si designa $I_{d(on)}$.(¹) Questo è un valore tipico per ogni singolo transistore a effetto di campo.

Esso può anche differire di varie centinaia di percento, allo stato attuale, per vari esemplari dello stesso tipo.

4. - PARAMETRI PER PICCOLI SEGNALI E PER ALTA FREQUENZA

Per la caratterizzazione del comportamento in tensione alternativa del transistore a effetto di campo conviene nel migliore dei modi la rappresentazione col circuito equivalente a quadripolo coi parametri-conduttanza secondo la fig. 7. I parametri y sono:

$$y_{is} = \frac{i_g}{u_{gs}}\ ;\ y_{fs} = \frac{i_d}{u_{gs}}\ ;\ \text{per } u_{ds} = 0,$$

$$y_{rs} = \frac{i_s}{u_{ds}}\ ;\ y_{os} = \frac{i_d}{u_{ds}}\ ;\ \text{per } u_{gs} = 0.$$

Interessante è ora la dipendenza dei singoli parametri y dai dati di lavoro del transistore a effetto di campo, come pure dalla frequenza. Mentre la dipendenza dalla tensione u_{ds} è piccolissima, almeno fintanto che il transistore a effetto di campo viene utilizzato nel suo giusto campo di lavoro (saturazione), si rileva già una maggiore dipendenza dalla corrente I_d. Ciò riguarda specialmente la conduttanza mutua u_{fs} e la conduttanza di uscita y_{os}.

Il tratto di controllo del transistore a effetto di campo è notoriamente di resistenza ohmica molto alta fra il polo-g e il polo-s. La parte misurata con tensione continua della resistenza di entrata arriva fino a 10^{10} Ω e oltre. Questa resistenza si trova in parallelo ad una capacità C_{is}, che è essenzialmente formata dalla capacità della carica spaziale. Questa capacità è perciò dipendente dalla tensione U_{gs} e dalla corrente I_d e sale secondo la fig. 8 a partire da un determinato valore con la corrente I_d.

Anche tra il polo-g e il polo-d appare una capacità C_{rs}, che però, a motivo della distribuzione interna della tensione, rimane più piccola della capacità di entrata C_{is}. Essa agisce nocivamente però, quando il transistore a effetto di campo viene usato con un'alta resistenza esterna e quando, a motivo della forte amplificazione di tensione, la capacità di retroazione C_{rs} appare all'entrata trasformata secondo il fattore di amplificazione. La capacità di retro-

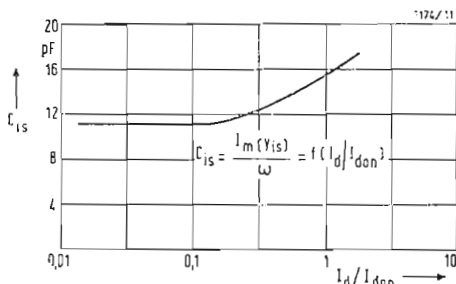



Fig. 8 - Capacità di entrata in funzione della corrente I_d.

(¹) Contrariamente all'uso americano gli indici vengono qui scritti in piccolo, analogamente alla tecnica dei tubi elettronici, con la quale è pure di uso comune scrivere U_g, U_a, I_a.

azione giace essa pure in parallelo ad una resistenza ohmica molto grande.
La conduttanza di entrata y_{is} e la conduttanza di retroazione y_{rs} crescono perciò all'aumentare della frequenza, linearmente. La conduttanza di entrata diviene capacitiva intorno a circa 1 Hz, la conduttanza di retroazione lo diventa a circa 50 Hz.
La pendenza diretta y_{rs} cresce al crescere della corrente I_d e si avvicina ad un valore di saturazione (fig. 9). La mutua conduttanza dei comuni transistori a effetto di campo, secondo la fabbricazione e il punto di lavoro, giace fra 0,5 e 5 mA/V, ed è perciò paragonabile ai valori di tubi elettronici pentodi.
La dipendenza dalla frequenza della conduttanza mutua è piccola fino a 30 MHz. Dopo comincia una caduta della parte reale della conduttanza mutua con rapida diminuzione alle alte frequenze. La parte reattiva di y_{fs} (componente capacitiva C_{is}) cresce pure, per modo che diventa possibile l'amplificazione fino a frequenze intorno a 100 MHz col transistore a effetto di campo. Bisogna però qui badare allo sfasamento della conduttanza mutua.
La caduta della parte reale della conduttanza mutua alle alte frequenze è da riferire al tempo di transito dei portatori maggioritari nel canale.
La conduttanza di ingresso y_{0s} rimane reale fino a circa 1 MHz. Anche con questo parametro bisogna stabilire un aumento della conduttanza con la corrente I_d. La resistenza reale di uscita del transistore a effetto di campo si aggira fra 10 kΩ e 50 kΩ. Nel campo delle frequenze al di sopra di alcuni MHz la conduttanza di uscita risulta sostanzialmente determinata dalla capacità statica C_{0s}.
A motivo della interdipendenza lineare dei parametri y colla frequenza, si può assumere con buona approssimazione, il circuito equivalente per le alte frequenze tracciato in fig. 10 per il transistore a effetto di campo. Si può qui constatare una fondamentale concordanza col circuito equivalente a π, cioè col circuito equivalente di Giacoletto per i transistori a giunzione.

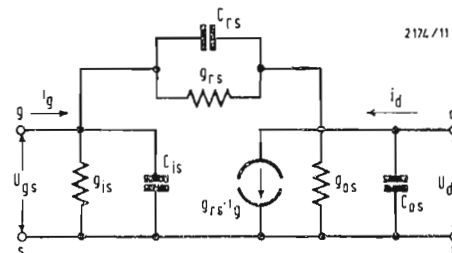



Fig. 11 - Cifra di rumore ottimale N_{fopt} e resistenza ottimale del generatore R_{Gopt} in funzione della frequenza per il transistore a effetto di campo 2N2500 della Texas Instruments.

5. - RUMOROSITÀ

Il transistore a effetto di campo si distingue per il suo ottimo comportamento nei riguardi della rumorosità. Il suo rumore proprio sta spesso sotto al rumore di tubi pentodi paragonabili per conduttanza mutua. Mentre coi transistori a giunzione disponibili, la principale causa della rumorosità sta nella ricombinazione e nella generazione di portatori di cariche e quindi stretti insieme in un forte rumore della corrente portante, ciò non avviene coi transistori a effetto di campo, perchè a motivo del fatto che i trasporti di cariche avvengono solo per mezzo dei portatori maggioritari, non ha luogo alcuna ricombinazione. La principale fonte di disturbo nel transistore a effetto di campo, è il rumore della resistenza del canale. In conseguenza c'è ancora un rumore granulare, che è provocato dalla corrente di dispersione attraverso il tratto dal polo-g al polo-s. Lo spettro del rumore granulare si designa notoriamente con l'incremento $1/f$ alle basse frequenze. Comincia ad una determinata frequenza estrema, che per i transistori a effetto di campo giace sotto i 100 Hz e cioè più bassa che cogli ordinari transistori a giunzione. Le cifre di disturbo dei transistori a effetto di campo oggi conosciuti giacciono intorno a circa 0,5-3 dB in confronto ai valori di 3-6 dB dei tipi di transistori poco rumorosi precedenti. Una importante differenza consiste in ciò, che i valori dati col transistore a effetto di campo si riferiscono ad una resistenza del generatore di 1 MΩ, mentre coi transistori comuni la resistenza ottima del generatore giace, anche nel migliore dei casi, intorno ai valori di 10 e fino a 50 kΩ.
Come altro vantaggio è da tener presente che coi transistori a effetto di campo il rumore proprio è indipendente, entro un vasto campo, dalla corrente I_d e dipende appena dalla tensione U_{ds}. Allora i transistori a effetto di campo possono lavorare in stadi di entrata con più forti correnti di quelle delle quali si tratta cogli ordinari transistori, che, a motivo della loro rumorosità dipendente dalla corrente, vengono impiegati con corrente di collettore più piccola possibile e quindi rendono possibili solo limitate applicazioni di pilotaggio. In fig. 11 la cifra di rumore di un transistore a effetto di campo è tracciata in funzione della frequenza; è pure data la resistenza ottima del generatore.

6. - RESISTENZA ALL'IRRADIAZIONE

Una proprietà molto importante per molte applicazioni del transistore ad effetto di campo è la sua insensibilità alla radiazione radioattiva. Sotto questo riguardo basti accennare all'uso del transistore a effetto di campo nei satelliti artificiali della Terra. Col transistore a giunzione si producono, attraverso la azione delle radiazioni radioattive, centri di ricombinazione per i portatori minoritari, che si manifestano con una diminuzione dell'amplificazione di corrente del transistore. Poichè col transistore a effetto di campo il trasporto di cariche avviene solo per opera dei portatori maggioritari, questo problema viene conseguentemente a sparire. Coll'ausilio di accurati studi si potè accertare che con un'intensità di irraggiamento, che coi transistori planari al silicio portava già alla distruzione, col transistore a effetto di campo non si verificarono variazioni sensibili delle proprietà.

7. - APPLICAZIONI

Il transistore a effetto di campo può anzitutto essere usato come un tubo elettronico o come un transistore a giunzione. Per le sue proprietà di schermatura si possono pure sviluppare desiderabili possibilità di applicazioni. A motivo delle favorevoli proprietà di rumorosità esso può adattarsi bene specialmente agli stadi di entrata ad alta resistenza a basso rumore di amplificatori a larga banda e di corrente continua di tutti i tipi. Oscillatori sfasatori e a ponte di Wien per basse frequenze si possono fabbricare con transistori a effetto di campo in modo più semplice di quanto fosse finora. Circuiti di sblocco a tempo o a impulsi per basse frequenze vengono pure sostanzialmente semplificati coll'uso dei transistori a effetto di campo.
Nel complesso si deve dire che il transistore a effetto di campo troverà molto presto un vasto campo di applicazioni nell'elettronica e sostituirà in molti posti gli ultimi tubi o i nuvistori nei circuiti a transistori.

8. - BIBLIOGRAFIA

[1] O. Heil, *Miglioramenti relativi agli amplificatori elettrici e ad altri dispositivi di controllo ed apparati.* Brevetto inglese 439, 454, 26 sett. 1939. Dalla RCA review, dicembre 1963, pag. 657.
[2] Shockley, *Transistore unipolare a effetto di campo.* Proc. IRE, vol. 40, nov. 1952, pag. 1365-1376.
[3] J. A. Waltson, J. R. Miller, *Progettazione di circuiti a transistori.* Texas Instr. Inc., Mc Graw-Hill Book Co., Inc., 1963, pag. 497-523.
[4] L. J. Sevin, *Transistori a effetto di campo: teoria e applicazioni.* Texas Inst. Inc., Application Report. Aprile 1963.
[5] H. Th. Rotgers, *Transistori a effetto di campo.* Elektronische Rundschau 1964, N. 3, pag. 125-128 e N. 4, pag. 210-215.
[6] Dr. Ing. F. Bergtold, *Sulla denominazione degli elettrodi dei transistori a effetto di campo e dei triodi a strato sottile.* Funkschau 1965, N. 4, pag. 52. Confronta anche: H. J. Wilhelmy, *Transistori a effetto di campo.* Funkschau 1965, N. 4, pag. 79-82. A

Da Cape Kennedy il primo satellite commerciale per telecomunicazioni

Alla base aerospaziale americana di Cape Kennedy è stato lanciato con completo successo il primo satellite commerciale per telecomunicazioni. La nuova apparecchiatura — denominata « Early Bird » (uccello mattiniero) — ha segnato l'inizio di una serie di satelliti destinati a creare, entro circa due anni e mezzo, una rete mondiale di telecomunicazioni (ComSat) per i collegamenti intercontinentali.
A tutt'oggi, i Paesi che hanno firmato gli accordi per l'organizzazione, il finanziamento e la gestione del nuovo sistema sono 45. Gli accordi contemplano oltre che una partecipazione attraverso quote proporzionali, alla proprietà del sistema, anche la collaborazione con la « Communications Satellite Corporation » — ente misto, privato-governativo, americano — cui è stata affidata la direzione della nuova rete. Il primo satellite, che è stato collocato in orbita stazionaria al di sopra dell'Oceano Atlantico e all'altezza dell'Equatore, ha un potenziale di 240 canali telefonici per il collegamento tra il Nord America e l'Europa. Dopo questo primo collegamento transatlantico verranno sperimentati altri tipi di satelliti capaci di assicurare una copertura globale.
Ecco i 45 Paesi che a tutto il 20 marzo avevano sottoscritto gli accordi per il ComSat: Algeria, Arabia Saudita, Argentina, Australia, Austria, Belgio, Brasile, Canada, Ceylon, Cile, Repubblica di Cina, Colombia, Danimarca, Etiopia, Francia, Germania, Giappone, Giordania, Grecia, India, Indonesia, Inghilterra, Iraq, Irlanda, Israele, Italia, Kuwait, Libano, Libia, Monaco, Norvegia, Nuova Zelanda, Olanda, Portogallo, RAU, Repubblica Araba Siriana, Spagna, Stati Uniti, Sud Africa, Sudan, Svezia, Svizzera, Tunisia, Uruguay e Città del Vaticano.
(*r.i.*)

Sviluppo delle tecniche della banda laterale singola in alta frequenza

Lo Speedrace, un sistema completamente automatico di comunicazioni a banda laterale singola, che può essere controllato a distanza con qualsiasi forma di collegamento a dati numerici, su distanze che possono giungere fino a 1000 miglia, è stato introdotto dalla Racal Electronics Ltd., di Bracknell, Berkshire.
Per comunicazioni a grande ed a media distanza fra punto e punto, fra terra e aria o fra nave e terra lo Speedrace è ideale per gli impieghi militari, perché tutti i gruppi componenti sono stati progettati secondo le norme della Difesa Inglese per quanto riguarda la costruzione, le prestazioni nell'ambiente e le condizioni climatiche. È anche adatto per le autorità nel campo delle telecomunicazioni e per impieghi civili per le Compagnie petrolifere, per scopi amministrativi ed esplorativi, e per altre organizzazioni che abbiano in campagna dei gruppi ad alto livello tecnico.
I sistemi di comunicazioni su lunghe distanze in alta frequenza, con l'impiego delle tecniche di trasmissione a banda laterale singola (S.S.B.), si stanno gradualmente introducendo in tutto il mondo per sostituire gli impianti a banda laterale doppia. L'importanza di questo cambiamento è sottolineata dalle raccomandazioni della International Telecommunication Union (ITU), secondo cui la maggioranza dei sistemi di communicazione dovrebbe essere a banda laterale singola (S.S.B.) poco dopo il 1970.
Benché la banda laterale singola sia stata impiegata per i circuiti internazionali su lunghe distanze fin da parecchio tempo prima della seconda guerra mondiale, i recenti sviluppi nella stabilità degli oscillatori e i perfezionamenti nella progettazione e fabbricazione dei componenti, consentono ora di produrre degli impianti S.S.B. di prezzo più economico, di dimensioni minori e di funzionamento più semplice.
Attualmente prodotto in serie per i governi inglesi e d'oltremare, lo Speedrace è stato sviluppato nel corso di un certo numero di anni ed è basato su un'analisi delle esigenze degli utenti. Sono ottenibili impianti con potenza in uscita fino a 10 kW p.e.p., di costruzione stazionaria, trasportabile o mobile. Sono ottenibili tutti i modi di funzionamento nella gamma di frequenze da 2 a 30 MHz.
Il cuore dell'impianto è il sintetizzatore Racal MA 250, che accetta un segnale a frequenza standard, e produce 280.000 possibili frequenze di operazione, di accuratezza e stabilità elevate, separate ciascuna di 100 Hz. Ogni frequenza in uscita è regolata da una frequenza standard che consente di mantenere condizioni di operazione accurate e stabili. La stabilità di frequenza dell'impianto è superiore a 5 parti su 10^{10} per giorno, e l'accuratezza è superiore a una parte su 10^9.
Tutte le operazioni di messa in sintonia, di regolazione della frequenza e di scelta del modo di operazione sono completamente automatiche, e così pure i circuiti di carico in uscita del trasmettitore, che sono continuamente mantenuti al corretto adattamento di impedenza rispetto ai circuiti di antenna. Il tempo medio di cambio di frequenza per un sistema di trasmissione è di circa 20 secondi, mentre il tempo massimo è inferiore a 45 secondi.
I dispositivi di regolazione a distanza comprendono la scelta della frequenza, la scelta del modo di operazione, la regolazione della posizione di trasmissione/riserva, la regolazione degli oscillatori, l'inserzione e il distacco. Dispositivi addizionali a richiesta comprendono l'inserzione a comando, la commutazione di antenna, la rotazione di antenna, l'avvertimento per guasti, il controllo a distanza del guadagno e i sistemi a programmi prestabiliti.

Televisore General Electric TP 249 (11")

La CGE - General Electric ha presentato recentemente alla stampa le proprie novità nel campo della radio-televisione.
Nel corso della manifestazione, alla quale oltre ai rappresentanti della stampa hanno partecipato esponenti del mondo finanziario e i massimi dirigenti della CGE-GE è stata ampiamente illustrata l'attività della General Electric, di cui la CGE è la consociata italiana.
Un particolare interesse ha suscitato l'attività svolta dalla General Electric nel campo dell'elettrotecnica, delle comunicazioni e soprattutto nel settore di attualità delle imprese spaziali, nel quadro dei progetti Gemini e Apollo.
E' stata quindi presentata una vasta gamma di televisori, realizzati negli stabilimenti CGE in collaborazione con la General Electric specie per quanto si riferisce a lavori di progettazione e di collaudo.
Di vivo interesse sono stati i programmi di sviluppo dell'importante complesso nazionale nel quadro dell'attività europea della General Electric.

In entrata può essere accettato qualsiasi tipo di codice, e sono previste le operazioni in a.m., c.w., s.s.b., f.s.k. e a.f.c. per il ricevitore, se richiesto. Oltre che al funzionamento con frequenza portante completamente soppressa, si può avere quello con portante parzialmente soppressa.
Una delle più importanti applicazioni si ha nelle situazioni in cui sono in comunicazione stazioni fisse e mobili. Le comunicazioni S.S.B. per aeroplani è già introdotta da tutte le più importanti aviazioni militari, e si sta rapidamente diffondendo fra gli utenti civili. Lo Speedrace è particolarmente adatto in questi casi perché sono essenziali i rapidi cambiamenti di frequenza, di antenna e di modo di operazione. Le stazioni comprendono dei normali modulatori e gruppi IF con larghezza di banda di 3 kHz, per un singolo canale telefonico.
Per le comunicazioni fra navi e terra i dispositivi di regolazione a distanza consentono di sistemare i trasmettitori e i ricevitori ben lontani dal centro di comunicazioni del porto, che si trova di solito nel mezzo di una attivissima zona portuale.
Per il funzionamento da punto a punto gli impianti Speedrace possono essere impiegati per operazione a bande indipendenti o a banda laterale singola, con larghezze di banda per operazione indipendente di 3 kHz o di 6 kHz, che forniscono uno o due canali in fonia per banda laterale. Con qualsiasi impianto sono disponibili adatti multiplex telefonici e telegrafici.
Per le applicazioni militari lo Speedrace può essere fornito in versione trasportabile o mobile, in particolari « containers » o su veicoli pesanti, per le retrovie delle zone di guerra. Le stazioni possono essere installate in modi diversi, per adattarle alle esigenze della Marina, dell'Esercito o dell'Aviazione. *(r.e.)*

Diamanti industriali nelle applicazioni non da taglio

La maggior parte dei diamanti industriali viene oggi impiegata per operazioni da taglio il cui scopo è di asportare metalli o altri materiali, ma il diamante industriale trova anche altre applicazioni, meccaniche e non meccaniche, sotto forma di componente attivo di una macchina e con altre funzioni.
Questi campi di applicazione sono illustrati in un opuscolo a cura dello Industrial Diamond Information Bureau che ha per titolo « Diamanti industriali nelle applicazioni non da taglio » e che è stato messo in distribuzione in questi giorni in lingua italiana per il pubblico specializzato.
Tale opuscolo indica per sommi capi i settori dove il diamante industriale ha oggi modo di mettere al servizio della tecnica le sue proprietà fisiche e di inerzia chimica, quali l'industria grafica, gli strumenti sensibili di misurazioni delle superfici, gli arresti regolabili, le puntine per grammofono, i supporti, le apparecchiature con compensazione di temperatura, le camere di pressione, l'ottica, l'elettronica, i contatori di radiazioni.
Il diamante industriale assume così una nuova funzione al servizio dell'uomo moderno, una funzione importante che nessun altro materiale è in grado di esercitare con altrettanta efficacia e precisione di risultati.
Per ottenere copie dell'opuscolo « Diamanti industriali nelle applicazioni non da taglio » è sufficiente scrivere a: Industrial Diamond Information Bureau, Ufficio per l'Italia, via Borgonuovo 1, Milano. *(ibid)*

Collaborazione tra Giappone e Stati Uniti nel campo della sincronizzazione delle ore nazionali

In seguito al sempre più frequente impiego dei satelliti artificiali per scopi scientifici nel quadro di stretti rapporti di collaborazione internazionale, si è resa necessaria la sincronizzazione dei tempi nazionali, in modo da rettificare lo sfasamento d'orario esistente tra i diversi Paesi impegnati nelle ricerche. Il Giappone, in collaborazione con gli Stati Uniti, sta studiando il modo di addivenire permanentemente alla suddetta sincronizzazione tramite il satellite Relay II. Il divario tra il segnale orario ad onde corte JJY dell'Istituto di ricerche sulle onde radio del Ministero giapponese delle poste e quello WWV dell'Ente spaziale americano (NASA) è circa di un millesimo di secondo: un divario che, ad esempio, nel calcolo della distanza intercorrente tra due punti del Pacifico, comporterebbe un errore di 10 metri ogni mille chilometri. Di conseguenza nel mese di febbraio u.s. sono stati effettuati degli esperimenti in collaborazione tra il Giappone e gli Stati Uniti intesi ad abolire la differenza oraria fra la stazione di Kamisha in Giappone e la stazione Mojave negli Stati Uniti: l'emittente giapponese ha trasmesso il suo segnale orario al satellite Relay II mentre la stazione americana, ricevuto il segnale, ha trasmesso il proprio; il procedimento può così consentire la sincronizzazione con un errore inferiore al milionesimo di secondo, ciò che riduce a valori del tutto trascurabili l'errore nella misurazione delle distanze fra due punti del Pacifico. *(i.s.)*

Un nuovo sistema elettronico di trasmissione e di ricezione di messaggi scritti

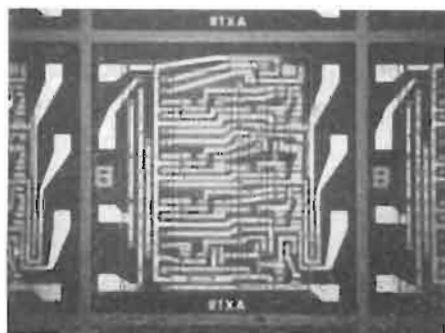
È stato inaugurato dalla Esso un dispositivo che trasmette e riceve messaggi scritti tra Londra e New York alla velocità di 2500 parole al minuto.
Il sistema, che è ben trenta volte più veloce delle comuni telescriventi, si giova

di una moderna attrezzatura elettronica recentemente introdotta nel settore delle comunicazioni. Attualmente applicazioni del genere in servizio regolare nel mondo permettono di raggiungere mille parole al minuto.
L'impianto, montato dalla società petrolifera in collaborazione col Ministero delle poste inglese e la WESTERN UNION INTERNATIONAL, permetterà un risparmio oltre che sul tempo sul costo delle comunicazioni stesse e comporterà inoltre un incremento del volume di comunicazioni commerciali transatlantiche senza aumento delle linee.
La nuova attrezzatura è inoltre in grado di selezionare automaticamente i Paesi di destinazione smistandovi direttamente le documentazioni. Una caratteristica, questa, indispensabile dato l'enorme volume del traffico che non potrebbe essere smaltito dal personale normalmente impiegato. (*i.s.*)

Una memoria miniaturizzata installata sul veicolo spaziale « Mariner IV »

Fra i numerosi dispositivi che sono stati installati a bordo del veicolo spaziale Mariner IV che ha compiuto recentemente il suo viaggio verso Marte e ha inviato le prime fotografie del pianeta, ebbe un'importanza fondamentale una potente memoria Univac miniaturizzata, la quale immagazzinò e rese disponibili per la trasmissione alla terra, i dati scientifici registrati dagli strumenti del razzo spaziale.
La DIVISIONE UNIVAC della SPERRY RAND CORP. aveva consegnato 8 esemplari di questi speciali sistemi di memoria, appositamente costruiti per tale impiego, ai « Jet Propulsion Laboratories » del Politecnico della California, incaricato dalla NASA (l'ente statale americano per il volo spaziale) di provvedere alla preparazione del viaggio del Mariner IV su Marte.
Il sistema di memoria Univac è stato meticolosamente sperimentato e condizionato in modo da poter resistere perfettamente alle eccezionali esigenze di un viaggio nello spazio. (*i.s.*)

La Società Generale Semiconduttori presenta un contatore decimale integrato

La SGS ha annunciato la disponibilità di un contatore decimale completamente integrato in un'unica piastrina di silicio planare epitassiale.
Fra i vantaggi di questo microcircuito, denominato C μL 958, va annoverata la riduzione di costi ottenibile grazie alla semplificazione delle tecniche di montaggio, dei controlli di magazzino e della manutenzione. Il circuito consiste in una serie di quattro flip-flop controreazionati connessi in cascata, in modo da ottenere un conteggio per dieci. Il circuito presenta quattro ingressi, con pesi numerici di 1, 2, 4 e 8.
Il C μL può essere predisposto per un conteggio qualsiasi, rimettendolo a zero e quindi collegando alla massa le uscite.
La gamma di temperature di funzionamento garantite va da 0° a 75° C. Le caratteristiche elettriche del contatore decimale comprendono fra l'altro: ingresso di conteggio-basso: 0.4 V (max); ingresso di conteggio-alto: 1.4 V (min); durata dell'impulso all'ingresso di conteggio-alto: 150 nsec; pendenza all'ingresso di conteggio-senso positivo: 1.0 V/μsec; frequenza minima di conteggio: 2 MHZ; ingresso di rimessa a zero-basso: 0.4 V (max); ingresso di rimessa a zero-alto: 1.4 V (min); potenza dissipata 160 mW (tip) con $V_{CC} = 4$ V. (*s.g.s.*)

Microfotografia della piastrina del CμL958

Un demodulatore di frequenza ad aggancio di fase

Alla XII Rassegna elettronica e nucleare di Roma, l'Istituto di elettrotecnica ed elettronica del Politecnico di Milano (Laboratorio di comunicazioni elettriche) ha presentato un demodulatore di frequenza ad aggancio di fase, realizzato nel quadro di ricerche finanziarie dal Consiglio Nazionale delle Ricerche.
Il demodulatore di frequenza ad aggancio di fase è stato studiato per utilizzare con la massima efficienza il rapporto segnale-rumore disponibile prima della demodulazione nei sistemi di comunicazioni critici, quali i collegamenti radio che utilizzano satelliti come ripetitori a microonde.
In questo tipo di demodulatore il segnale in arrivo vi viene fatto battere (Demodulatore a Prodotto) con un altro segnale isofrequenziale v_o generato localmente (Oscillatore Controllato [O.C.]). Il segnale risultante dal battimento v-, proporzionale al seno dello sfasamento tra i segnali v- e v_o, viene successivamente filtrato, amplificato (Amplificatore-Filtro di Banda Base) e inviato a pilotare la frequenza dell'O.C., così da ottenere che il segnale v_o si mantenga isofrequenziale col segnale in arrivo.
Nel quadro del programma di ricerca dell'Impresa del C.N.R. sulle telecomunicazioni spaziali mediante satelliti, nel Laboratorio di comunicazioni elettriche dell'Istituto di elettrotecnica ed elettronica del Politecnico di Milano, sono stati studiati e vengono sperimentati filtri di banda-base con funzioni di trasferimento di vario grado tali da avvicinare l'ottimo risultato raggiungibile, nei riguardi del rapporto segnale-rumore d'uscita. (*r.i.*)

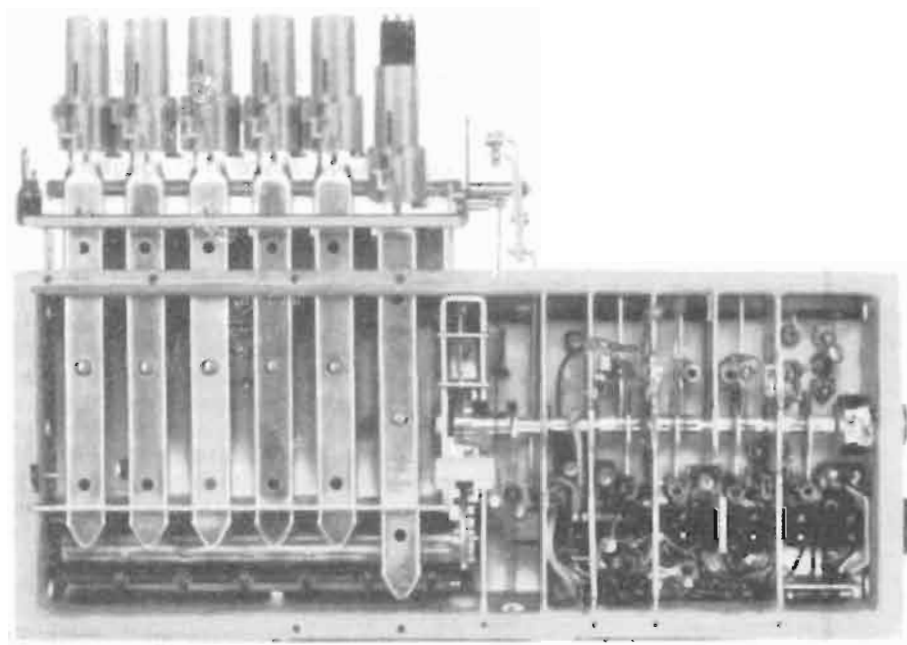
dott. ing. Antonio Contoni

Selettore di canali VHF e UHF con cinque transistori e variabile a quattro sezioni*

La costruzione separata dei selettori di canali per VHF e UHF era comprensibile all'inizio della tecnica di ricezione per il secondo programma, ma è pure logico che il futuro apparterrà al sintonizzatore per tutte le bande con più o meno elementi in comune per VHF e per UHF. Questa tendenza cominciò a manifestarsi con un selettore a tubi elettronici con prestadio comune alla Fiera di Hannover 1963 e proseguì con selettori a transistori l'anno scorso (1964).

Si possono certamente avere varie idee in questo ambito, circa quali elementi costruttivi debbano essere usati in comune per un selettore per tutte le gamme e quali meglio siano separati per le gamme singole. I due schemi di principio dei selettori a transistori per tutti i canali del 1964 sono illustrati ancora una volta nelle figg. 1 e 2. Il selettore VHF/UHF equipaggiato con tre transistori come in fig. 1, sfrutta in comune tutti e tre i transistori e anche tre sezioni di un condensatore variabile a quattro sezioni. Certamente con questo selettore sono necessari relativamente molti commutatori. Diverso è col selettore VHF/UHF a quattro transistori di fig. 2: qui vengono usati in comune solo il transistore preamplificatore e l'ultimo (in UHF come amplificatore di FI e in VHF come stadio mescolatore). I progettisti di questo selettore, con l'uso di elementi di accordo separati per le due gamme, hanno potuto impiegare contatti di commutazione in numero sostanzialmente minore.

Un selettore VHF/UHF per la prossima stagione dei televisori, della Telefunken NSF comprende ora cinque transistori, dei quali uno solo, e precisamente l'ultimo, viene sfruttato in comune per entrambe le gamme. La sua costituzione di principio è rappresentata in fig. 3.

(*) Rielaborato da *Radio Mentor*, maggio 1965, pag. 331.

Costituzione del selettore di canali compatto, per tutte le bande con sei pulsanti e con circuito equipaggiato complessivamente con cinque transistori montato sopra un unico telaio.

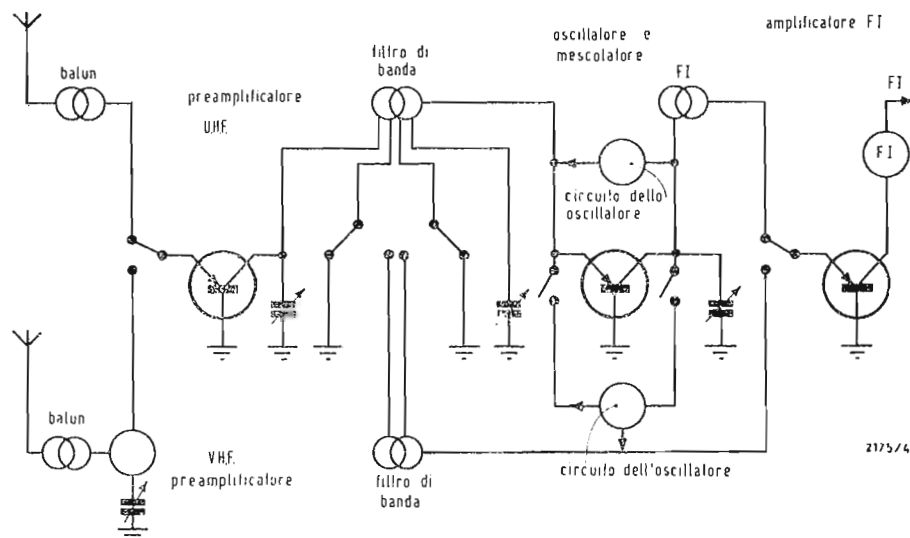



Fig. 1 - Schema di principio di un sintonizzatore per tutte le bande, con tre transistori. Al centro in ombreggiato: la zona degli elementi comuni.

Al centro anche qui sono segnati in modo particolare gli elementi usati in comune. Si tratta del già menzionato transistore AF 106 all'uscita del selettore ed inoltre di tre sezioni di un condensatore variabile a quattro sezioni, le quali sono dotate ciascuna di due statori, ma di un rotore comune per entrambe le gamme. A questo modo si evita qualunque commutazione a RF fra UHF e VHF.

L'equipaggiamento con 5 transistori dà una conveniente separazione elettrica delle due vie dello schema ed evita compromessi nella scelta dei transistori. Con ciò si ottengono i rapporti ottimi di rumore e di regolazione. Un equipaggiamento di questo genere è molto importante, perchè fa sì che i transistori non siano più troppo cari, ciò che dovrebbe costituire un traguardo. Che si adotti un elemento unitario di sintonia, è tuttavia logico, perchè così si perviene ad una meccanica unitaria per la ricerc dael canale per esempio con una tastiera.

La sezione UHF disegnata in alto in fig. 3 comincia col balun in esecuzione a circuiti stampati, col quale il segnale di antenna ricevuto in forma simmetrica viene reso dissimmetrico come d'uso. Poi seguono un circuito d'entrata a larga banda e il transistore preamplificatore AF139 montato in circuito con base in comune. Il filtro di banda UHF viene accordato con due sezioni del condensatore variabile a quattro sezioni. Entrambi i circuiti sono realizzati con la tecnica coassiale; il loro grado di accoppiamento viene determinato mediante un foro nella parete di separazione. Il secondo AF 139 lavora come un convertitore autoscillante. Nel circuito dell'oscillatore si trova la terza sezione attiva per la UHF del condensatore variabile quadruplo, e al collettore è collegato un filtro di banda a FI, dal quale è alimentata la base dell'AF 106 amplificatore di FI.

Contrariamente alla sezione UHF, che funziona senza commutazione di banda, nella sezione VHF si è dovuto provvedere una commutazione fra le bande I e III. Anch'essa, disegnata in basso in fig. 3, comincia col balun a larga banda, per continuare poi nella banda I col circuito passabanda ad accordo fisso e nella banda III con un circuito risonante parallelo a larga banda. Per la banda III viene usata la quarta sezione del condensatore variabile di sintonia comune, la quale non viene sfruttata in UHF. Il preamplificatore che segue nel percorso del segnale, fatto con un AF 109, lavora in banda I con base a massa e in banda III con emettitore a massa. Allora la messa a terra agente per la RF viene commutata fra le due bande dall'emettitore alla base. Vengono pure commutati i condensatori fissi, i compensatori e le induttanze del del filtro di banda VHF successivo all'AF 109.

I relativi condensatori variabili di accordo sono disposti in modo che non occorre commutarli. Nella via VHF seguono poi lo stadio oscillatore separato equipaggiato con un AF 106 e lo stadio mescolatore coll'ultimo transistore impiegato in UHF come amplificatore FI. Da esso, in ogni caso, la FI viene portata fuori attraverso un filtro a π di accoppiamento.

Questo nuovo sintonizzatore per tutti i canali è stato costruito di proposito in modo che il sistema a tastiera ha potuto essere introdotto nella scatola globale.

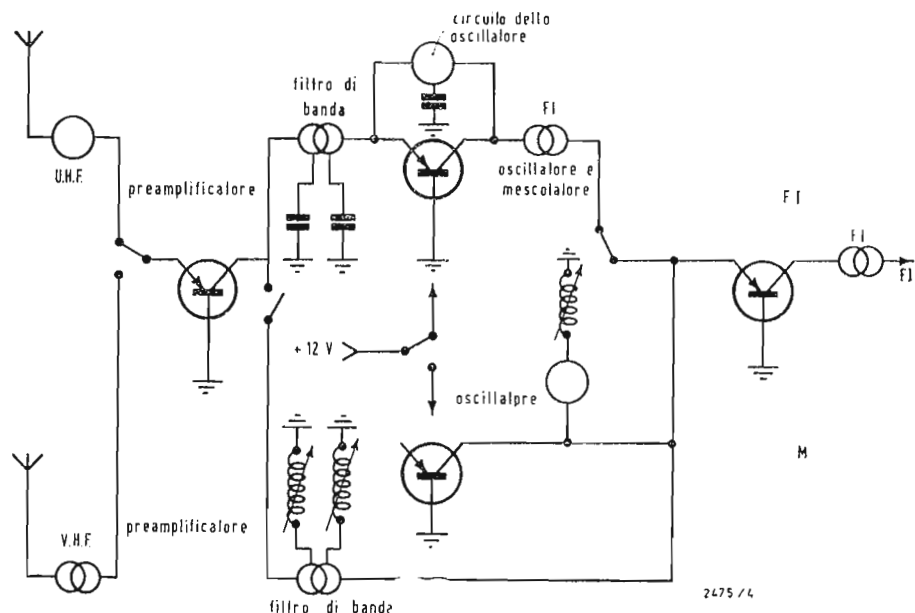



Fig. 2 - Schema di principio di un sintonizzatore per tutte le bande, con quattro transistori.

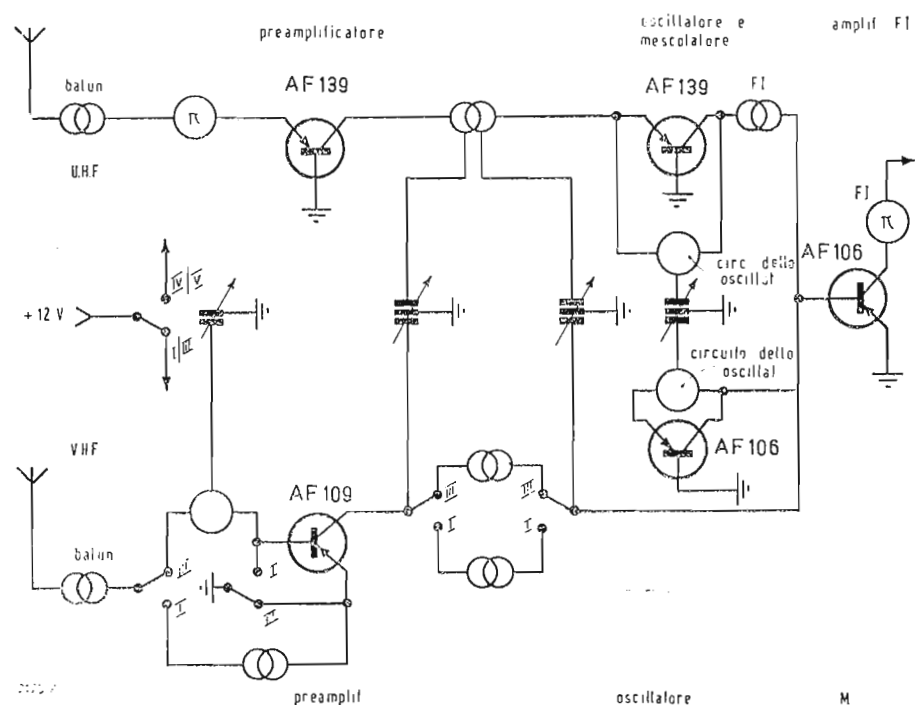



Fig. 3 - Schema di principio di un sintonizzatore per tutte le bande, con cinque transistori e con commutazione fra le bande I e III nella sezione VHF.

A questo modo, il selettore e la pulsanteria sono montati sopra un unico telaio. Esso contiene — vedi la foto — a sinistra sei pulsanti e a destra il selettore per tutte le gamme col rotore comune al centro, coi compartimenti UHF in alto e col sintonizzatore VHF col commutatore a cursore in basso. Nel fare questa compatta costruzione si è anche tenuto conto della necessaria precisione della sintonia ruotando nei due sensi, per la quale, con una frequenza di ricezione ad esempio di 400 MHz, un valore di ± 250 kHz è caratteristico. Tradotto in meccanica ciò significa che una corsa del pulsante di 15 mm, ad ogni azionamento, deve essere riprodotta entro circa ± 10 p. In questa occasione deve anche essere ricordata la pressione dei tasti relativamente bassa, che nel caso più sfavorevole, cioè quando non solo l'asse del rotore, ma anche il commutatore a scorrevole deve essere azionato, è dell'ordine di 1,5 Kg. A.

H. Schreiber

Alcuni circuiti di comando a foto-elementi*

Ci è spesso stata manifestata, da parte dei nostri lettori, l'esigenza di veder pubblicati dei circuiti di semplice realizzazione atti ad esplicare un'azione di comando mediante l'impiego di elementi fotoelettrici. L'autore dello studio che pubblichiamo ha realizzato differenti circuiti a transistori di questo tipo il cui funzionamento è basato su dei principi funzionali comuni; egli ce ne fornisce in questa sede una descrizione dettagliata, che ne renderà indubbiamente assai facilitata l'esecuzione pratica. Noi ci auguriamo, in questo modo, di soddisfare in maniera sufficientemente esauriente le esigenze di coloro cui si pongono problemi di comando, di sorveglianza o di conteggio.

1. - FOTORELÈ A DUE STATI DI STABILITÀ

Il circuito, il cui schema elettrico è rappresentato in fig. 1, utilizza, come elemento fotosensibile, una cellula al silicio che si comporta come un generatore elettrico. Questo elemento si trova inserito nel circuito di base del transistore T_1 il quale costituisce, in unione con T_2, un circuito «trigger» del tipo a resistenza di emettitore in comune. Mediante la resistenza variabile P_1, è possibile regolare la polarizzazione della cellula fotosensibile P_h. Se detta polarizzazione è debole, la cellula si comporta effettivamente come un generatore elettrico, per cui è necessaria una illuminazione abbastanza intensa onde provocare il cambiamento di stato del circuito «trigger». Con una polarizzazione più elevata, invece, la cellula P_h funziona come un fotodiodo e presenta, in tal caso, una sensibilità più elevata. Tramite il potenziometro P_2, si regola, in assenza di illuminazione, il punto di funzionamento — a riposo — del transistore T_2, fino ad ottenere una tensione emettitore-base dell'ordine di 0,1 V. La sensibilità del «trigger» può essere regolata tramite il potenziometro P_3. Inizialmente, si agisce su quest'ultimo onde portare il suo cursore a contatto con il collettore di T_1. Successivamente, variando contemporaneamente P_2 onde mantenere una tensione costante di 0,1 V fra collettore ed emettitore di T_2, si sposta il cursore di P_3 verso dei potenziali man mano più negativi, fino a raggiungere una sensibilità massima. Grazie alla presenza di un termistore T_h, inserito nel circuito di base di T_2, questa sensibilità si mantiene pressochè costante per un'ampia gamma di valori di temperatura.

Quando la cellula viene illuminata, il transistore T_1 diventa conduttore, mentre T_2 risulta interdetto. La resistenza di carico di quest'ultimo determina allora il flusso di una notevole corrente di base in T_3, mentre il relè viene percorso dalla corrente di collettore di quest'ultimo. La tensione nominale di lavoro del diodo Zenner D_z deve essere scelta di valore leggermente superiore a quella relativa agli emettitori di T_1 e T_2. Questi ultimi transistori dovranno essere del tipo p-n-p al germanio, per B.F. e di bassa dissipazione, mentre T_3 sarà un tipo di media potenza. Il guadagno in potenza dei tre transistori dovrà essere superiore a 30. La resistenza dell'avvolgimento di eccitazione del relè potrà essere al minimo di 100 Ω, a patto che detto elemento, al pari di T_3 e D_z, sia in grado di sopportare una corrente di 250 mA circa.

2. - COMMUTATORE AZIONATO DALL'OSCURITÀ

Il circuito il cui schema elettrico è illustrato in fig. 2 è stato studiato onde determinare l'accensione automatica — al cader della notte — delle luci di posizione di un'autovettura. Esso comporta un fotoelemento al silicio P_h, simile a quello impiegato nel circuito precedentemente descritto, collegato fra la base e l'emettitore di T_1. Quando è illuminato, questo elemento blocca il funzionamento del transistore poichè dà luogo ad una tensione positiva che si manifesta appunto fra base ed emettitore. Quando, invece, l'illuminazione scende a circa 20 o 30 lux, la polarizzazione applicata tramite la resistenza R_s rende negativa la base di T_1. Iniziando in esso il fenomeno della conduzione, questo transistore tende a bloccare T_2, la cui tensione di collettore diviene in tal caso più negativa. Trasmessa, tramite la resistenza R_k, alla base di T_1, questa variazione accelera il cambiamento di stato del circuito, per cui T_2 cessa assai rapidamente di condurre. Ricevendo una corrente di base di notevole intensità attraverso R_4 ed R_5, il transistore T_3 entra in saturazione mentre la lampada A si illumina.

Al momento dell'innesco, quando il filamento della lampada, ancora freddo,

(*) *Électronique Industrielle*, giugno 1965, pag. 215.

presenta una resistenza assai bassa, la corrente di collettore di T_3 rischia di raggiungere dei valori proibitivi. Onde evitare qualsiasi situazione di sovraccarico sotto tali condizioni, si è prevista una resistenza R_7, che ha lo scopo di mantenere il filamento della lampada ad una temperatura vicina a quella del rosso scuro. Il consumo di corrente che ne consegue è dell'ordine dei 60 mA, e quindi trascurabile per una batteria di automobile normalmente carica.

Il circuito può essere realizzato per funzionare con una tensione di alimentazione di 6 o 12 V. In quest'ultimo caso, si prenderanno in considerazione i valori riportati tra parentesi sullo schema della fig. 2. Come già per il circuito precedente, si utilizzeranno dei transistori di debole potenza per T_1 e T_2; il loro guadagno in corrente sarà dell'ordine di 50. Per T_3 si dovrà invece provvedere un transistore in grado di dissipare circa 1 W e che ammetta, per un guadagno in corrente superiore a 30, una corrente di collettore di 1 A. La lampada di illuminazione può essere sostituita da un relè; il circuito può, in tal caso, essere impiegato per il comando automatico di un impianto di illuminazione municipale.

3. - FOTORELÈ COMMUTABILE

Il circuito fotoelettrico, il cui schema è riprodotto in fig. 3, comporta l'adozione di un relè che, a seguito di semplice commutazione manuale, può reagire sia ad un aumento, sia ad una riduzione di illuminazione. Come già precedentemente, l'elemento fotosensibile è costituito da una fotocellula al silicio. La sensibilità del dispositivo può essere regolata mediante il potenziometro P_1, il quale agisce sulla polarizzazione del transistore T_1. Con una illuminazione corrispondente alle condizioni normali di funzionamento, questo potenziometro deve essere regolato in modo che la corrente di base sia eguale a 130 μA; basterà allora che si verifichi una diminuzione della corrente fotoelettrica pari a 10 o 15 μA per provocare il cambiamento di stato del circuito « trigger » costituito da T_1 e T_2. Si noti che detti transistori funzionano in accoppiamento diretto e che — come precedentemente — nel circuito è introdotta una reazione, sotto forma di una resistenza presente fra il collettore di T_2 e la base di T_1. Affinchè, durante il periodo di conduzione di T_1, T_2 risulti efficacemente bloccato da una tensione positiva fra emettitore e base, si è previsto l'impiego di un diodo a giunzione al silicio D_1, che con una resistenza da 10 kΩ forma un divisore di tensione. Funzionando nel senso diretto di conduzione, questo diodo produce una caduta di tensione di 0,7 V circa; in questo modo, la base di T_2 può assumere un potenziale negativo rispetto all'emettitore solo quando T_1 è interdetto.

Lo stadio di uscita (T_3, T_4) è costituito da un circuito bistabile simmetrico, che funziona con una resistenza comune di emettitore. Una funzione di commutazione consente di inserire il relè nell'uno o nell'altro dei circuiti di collettore. A condizione che il potenziometro P_1 sia opportunamente regolato, è così possibile ottenere la chiusura del relè sia per un aumento che per una diminuzione di intensità luminosa. Questo relè dovrà presentare una resistenza di circa 400 Ω e sopportare ai capi del proprio avvolgimento una tensione di 24 V. Poichè esso produce delle sovratensioni di apertura che rischiano di danneggiare il transistore che lo comanda, è stato previsto un diodo di protezione D_2 in parallelo sul relativo avvolgimento. Per la realizzazione del circuito « trigger » di ingresso (T_1 e T_2), possono essere

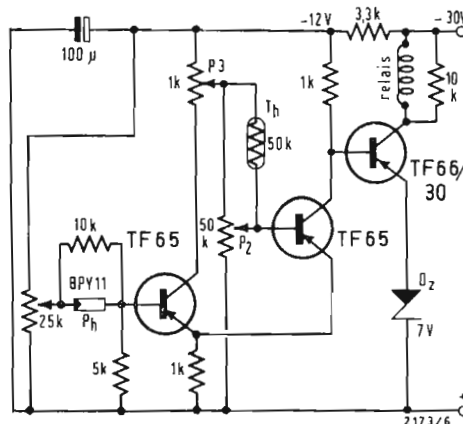



Fig. 1 - Allorchè l'intensità luminosa che colpisce il fotoelemento di questo circuito supera un determinato valore, i contatti del relè elettromagnetico si chiudono e possono azionare un indicatore, un dispositivo di allarme o qualsiasi altro dispositivo elettrico.

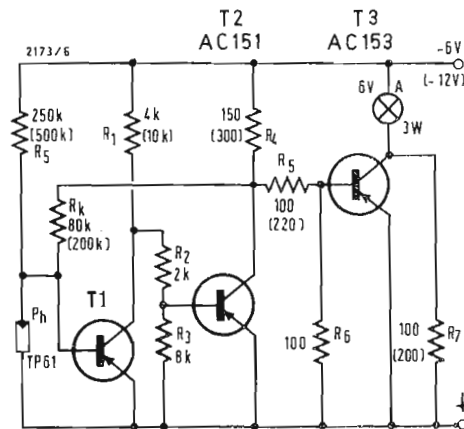



Fig. 2 - Progettato essenzialmente per provocare l'accensione automatica delle luci di posizione di una vettura automobilistica quando la luminosità ambiente scende sotto un certo valore, questo circuito trova anche numerose applicazioni in altri settori di regolazione.

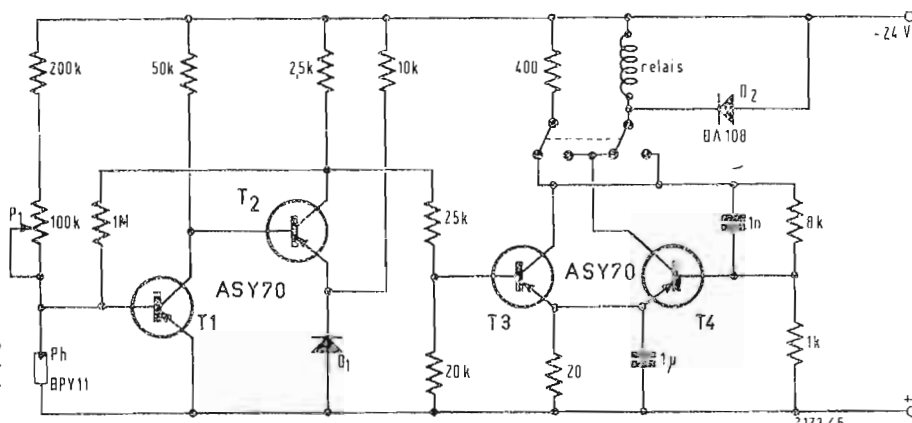



Fig. 3 - Il dispositivo a fotorelè qui illustrato può comandare un circuito esterno sia in corrispondenza di un aumento, sia di una diminuzione di una intensità luminosa.

utilizzati dei transistori B.F. al germanio, di piccola potenza, a patto che essi presentino un guadagno in corrente superiore a 40. Si noti che i transistori dello stadio di uscita devono poter sopportare una corrente di collettore di almeno 100 mA.

Per minimizzare l'effetto della temperatura sul circuito, occorre mantenere il transistore T_1 e la fotocellula P_h ad una temperatura pressochè eguale. Infatti, se una elevazione della temperatura provoca un aumento di sensibilità dell'elemento fotoelettrico, questo aumento tende ad essere compensato dalla diminuzione che subisce, sotto tali condizioni, la tensione emettitore-base di T_1.

4. - FOTORELÈ PER LUCE MODULATA

Lo schema presentato in fig. 4, illustra l'impiego di una fotocellula al silicio per la realizzazione di un circuito rivelatore di luce modulata. Il vantaggio derivante da questo modo di funzionamento risiede nel fatto che una sorgente luminosa modulata implica la presenza, all'uscita dell'elemento fotosensibile, di una componente alternata assai facile da amplificare. A parità di componenti utilizzati, si ottiene, in tal caso, una sensibilità assai superiore di quella ottenibile con funzionamento sotto illuminazione costante. Inoltre, il circuito descritto può essere utilizzato quando si desideri evitare l'influenza dell'illuminazione ambientale diurna su di un sistema di segnalazione ottica. L'intensità luminosa delle normali lampade da illuminazione alimentate dalla rete a 50 Hz presenta una modulazione variabile dal 5 al 7%. Questo tasso di modulazione può essere considerevolmente aumentato se la lampada viene alimentata raddrizzando una semionda della corrente alternata a 50 Hz. Il lampeggiamento ottenuto sotto queste condizioni risulta già fa-

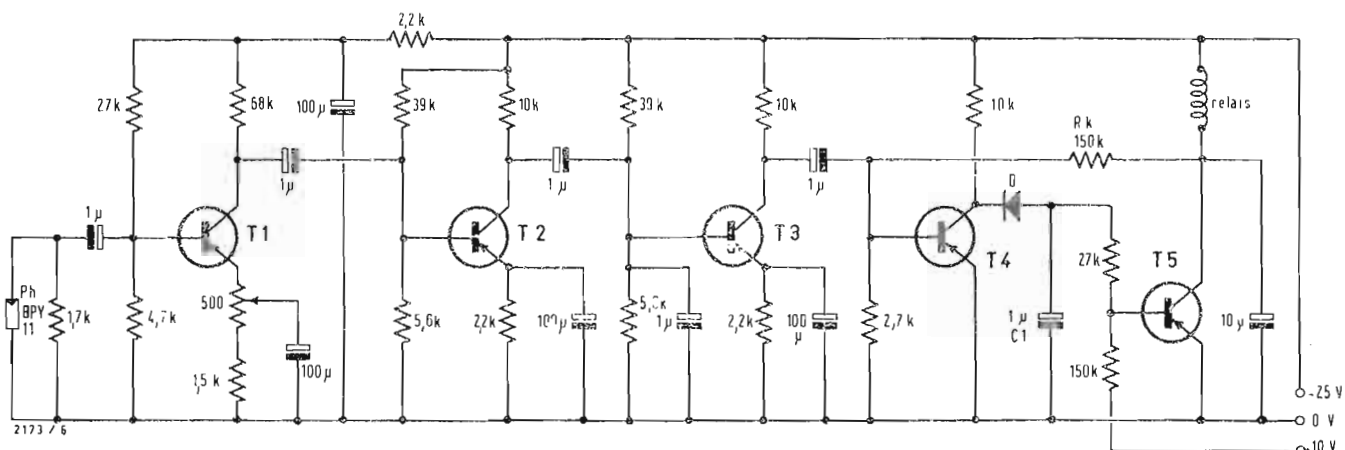



Fig. 4 - Quando si desidera che il dispositivo fotoelettrico presenti una notevole sensibilità, è vantaggioso modulare in corrente alternata l'energia luminosa che colpisce il fotoelemento Ph. La componente alternata della corrente generata da Ph, è, in questo caso, facilmente amplificabile mediante un amplificatore di concezione classica e di semplice realizzazione.

stidioso nei confronti dell'occhio umano. Lo schema riprodotto in fig. 4, mostra che il fotoelemento P_h è dotato di una resistenza di carico di 5 kΩ. Se l'illuminazione ambiente (non modulata) è notevole, è opportuno ridurre il valore di detta resistenza onde evitare qualsiasi saturazione. La componente modulata che si ottiene ai capi dell'elemento fotosensibile è applicata ad un amplificatore dotato di quattro accoppiamenti R-C. Onde ridurre il rumore di fondo di questo amplificatore se ne è ristretta la banda passante utilizzando dei condensatori di accoppiamento di valore relativamente basso (1 μF), e « tagliando » le frequenze elevate mediante un condensatore presente sulla base del transistore T_5.

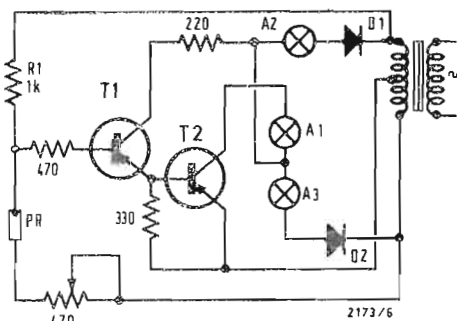



Fig. 5 - Mediante questo circuito a ponte, un ramo del quale è costituito dalla fotoresistenza PR, è possibile ottenere, grazie a tre lampade di segnalazione, una indicazione della presenza o del senso di una variazione di illuminazione.

Fig. 6 - Nel caso del circuito qui illustrato, se i fotoelementi P_{h1} e P_{h2} sono sufficientemente illuminati, il relè non risulta eccitato; esso lo è, invece, se successivamente vengono oscurati prima P_{h1} e poi P_{h2}. Il relè si mantiene in questo stato se P_{h2} viene nuovamente illuminato e successivamente oscurato. Se, invece, viene oscurato P_{h1} il relè non risulterà più alimentato.

Grazie all'impiego di una resistenza di reazione R_k, i due ultimi stadi si comportano come un circuito bistabile. A riposo, la caduta di tensione ai capi del relè è trascurabile, e T_4 riceve tramite R_k una corrente di polarizzazione di base che lo pone in saturazione, di modo che T_5 resta effettivamente interdetto. Se un segnale di tensione alternata giunge sulla base di T_1, le sue alternanze positive saranno amplificate. Esse appariranno sul collettore subendo una inversione di fase e, passando attraverso il diodo D, provvederanno alla carica del condensatore C_1. Questa carica, fluendo sotto forma di corrente di base in T_5, renderà conduttore questo transistore onde il circuito cambierà rapidamente di stato poichè la tensione del collettore e la corrente nella resistenza R_k diminuiscono. Quando il segnale alternato viene a mancare, il circuito ritorna nel proprio stato iniziale, a meno che non si sia scelto per R_k un valore troppo debole.

La sensibilità dell'amplificatore può essere regolata mediante il potenziometro da 500 Ω presente nel circuito di emettitore di T_1. Al massimo, questa sensibilità corrisponde ad una diseccitazione del relè, per una corrente fotoelettrica la cui componente continua è eguale a 0,3 μA e la cui ondulazione è del 7%. Il circuito è completamente equipaggiato con transistori B.F. di debole potenza, al germanio, il cui guadagno in corrente è dell'ordine di 50.

5. - INDICATORE DI VARIAZIONE DELLA LUMINOSITÀ

Nello schema illustrato in fig. 5, una fotoresistenza P_h costituisce, con la resistenza R_1, un partitore di tensione alimentato in corrente alternata. Inoltre, questo divisore forma, con l'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione, un circuito a ponte nella diagonale del quale si trova un amplificatore, che comporta due transistori accoppiati direttamente.

In condizioni di equilibrio del ponte, la tensione alternata presente all'ingresso dell'amplificatore è nulla; lo stesso succede per la corrente di collettore del transistore T_2, onde nessuna delle lampade di segnalazione può illuminarsi. Manifestandosi invece lo sbilanciamento del ponte, T_1, funzionando in assenza di polarizzazione, amplificherà unicamente le alternanze negative. Seguendo il senso di questo sbilanciamento, dette alternanze coincideranno con le durate di conduzione sia di D_1, sia di D_2 e quindi soltanto una delle lampade che si trovano in serie con i diodi potrà illuminarsi. Le lampade A_2 e A_3 forniscono quindi una indicazione del senso di sbilanciamento; A_1, al contrario, si illumina indipendentemente da questo senso.

Poichè tutte queste lampade funzionano in corrispondenza di una sola alternanza della corrente di alimentazione, occorre alimentarle con una tensione eguale a 1,4 volte la loro tensione nominale. Poichè due lampade si trovano costantemente in serie, il valore efficace della tensione alternata di alimentazione, presente ai capi di una metà del secondario del trasformatore di alimentazione, deve essere eguale a 2,8 volte la tensione nominale di accensione di una delle lampade. La corrente di picco che fluisce attraverso il collettore del transistore T_2 è di due volte superiore alla corrente nominale che fluisce in una lampada. I due transistori devono poter sopportare una tensione di collettore eguale alla tensione di cresta misurata su una metà del secondario del trasformatore di alimentazione; la giunzione base-emettitore di T_1 deve, inoltre, ammettere questo medesimo valore di tensione nel senso inverso di conduzione. La sensibilità del dispositivo sarà tanto maggiore, quanto più elevato sarà il guadagno in corrente dei transistori utilizzati.

In sostituzione delle lampade, è possibile prevedere l'impiego di relé atti a comandare la correzione automatica della condizione di equilibrio. Il principio descritto è, inoltre, utilizzabile per la realizzazione di un circuito termosensibile, se si sostituisce la fotoresistenza con un termistore a patto che il riscaldamento dovuto alla corrente di funzionamento si mantenga a valori trascurabili.

6. - INDICATORE DI DIREZIONE DI UNO SPOSTAMENTO

Il dispositivo di cui in fig. 6 è illustrato lo schema elettrico, prevede l'impiego di due fotoelementi al silicio. Il relè che esso comanda risulta eccitato quando si oscura inizialmente il primo e poi il secondo di questi elementi. Al contrario, il relè si diseccita quando l'interruzione delle sorgenti luminose si succede in senso contrario. Un circuito di questo tipo può essere impiegato come indicatore di fine corsa, per rilevare i movimenti dell'indice di uno strumento di misura od anche per il comando di processi di regolazione.

Fintantochè i due elementi P_h e P_{h2} sono sufficientemente illuminati onde produrre una corrente fotoelettrica di almeno 150 μA, i transistori T_1 e T_2 si trovano in stato di saturazione e le loro tensioni di collettore presentano un valore molto basso. I transistori T_3 e T_4 costituiscono un circuito « trigger » senza resistenza di emettitore, ove l'effetto reattivo è garantito da una resistenza di 20 kΩ presente fra il collettore di T_4 e la base di T_3. Le resistenze dei collettori sono di valore sufficientemente diverso onde, all'inizio, T_3 sia in stato di conduzione. Poichè, in tal caso, T_4 risulta interdetto, il relè non riceve la tensione di eccitazione.

Quando si interrompe l'illuminazione di P_{h1}, il transistore T_1 si blocca in quanto

esso è polarizzato da una sorgente ausiliaria positiva (+ 12 V). La corrente che fluisce nella resistenza di carico serve unicamente, in tal caso, a fornire la polarizzazione alla base di T_3. Lo stato di conduzione di quest'ultimo non risulta pertanto modificato essendo il transistore già saturato.
Se, in seguito, si oscura soltanto P_{h2}, il transistore T_2 risulta bloccato e la corrente che fluisce nella sua resistenza di carico — e che alimenta la base di T_4 — rende conduttore quest'ultimo transistore; ciò implica l'eccitazione del relè ed il bloccaggio di T_3. Questo stato di cose si mantiene quando si provvede nuovamente ad illuminare P_{h2}, poichè la base di T_4 resta alimentata tramite il diodo D_1 e la resistenza di carico di T_3. Il medesimo comportamento si ripeterà quando si oscurerà di nuovo P_{h2}. Se, tuttavia, si interrompe successivamente l'illuminazione di P_{h1}, il transistore T_1 cesserà di essere conduttivo, la base di T_3 risulterà nuovamente alimentata per cui, ritornando il circuito bistabile al proprio stato iniziale, il relè non sarà più eccitato.
Il circuito è stato studiato per impiegare dei transistori di piccola potenza al germanio, il cui guadagno in corrente sia superiore a 30. Il transistore di uscita T_4 deve ammettere una corrente di collettore di almeno 50 mA.

7. - BIBLIOGRAFIA

Opuscoli tecnici della Radiotecnique, Siemens, RCA, Valvo. (*L. Cesone*)

Una nuova famiglia di micrologici epitassiali per l'elettronica professionale

La SGS ha presentato una nuova famiglia di Mircologici planari epitassiali, le cui caratteristiche tecniche e di prezzo sono state studiate in funzione delle esigenze dei costruttori di apparecchiature digitali professionali.
Le nove unità che fanno parte della famiglia dei micrologici professionali equivalgono funzionalmente ai micrologici ed ai micrologici « Milliwatt » ad alto affidamento prodotti dalla SGS per il mercato militare; la gamma di temperatura nella quale sono garantiti è quella tipica del mercato professionale, da 0° a 55° C.
La fusione nella famiglia professionale di elementi micrologici a media e a bassa potenza contribuisce a rendere più flessibile la progettazione logica, grazie alla combinazione ottimale di un alto fan-out, di una debole dissipazione di potenza e di un'alta velocità operativa che essa permette.
La famiglia comprende combinazioni di porte di media e bassa potenza, un elemento separatore, un flip-flop e un elemento binario J-K, tutti incapsulati in contenitori di tipo TO-5.
Fra le numerose applicazioni di questi microcircuiti, si possono annoverare calcolatori professionali, sistemi radar, strumentazione di alta qualità ed elaboratori di dati. (*s.g.s.*)

Una nuova famiglia di micrologici a transistori complementari (CT μL)

Il nuovo contenitore della famiglia CTμL della SGS.

La SGS ha annunciato una nuova famiglia di microcircuiti ad alta velocità utilizzanti transistori complementari PNP e NPN, con logica di tipo AND-OR-NOT. Questa nuova famiglia di micrologici planari epitassiali è stata progettata per l'applicazione in sistemi professionali a basso costo che richiedono altissime velocità operative: sia le prestazioni sia il contenitore dei CT μL sono stati infatti dimensionati in funzione delle speciali esigenze dei costruttori di calcolatori.
Quanto alle prestazioni, l'uso di una logica complementare ha permesso di ottenere un ritardo medio di propagazione per decisione logica di 5 nanosecondi, con tempi di salita da 5 a 15 nsec.
La velocità tipica di conteggio binario è di 30 MHz.
La gamma di temperature nella quale i CT μL possono operare va dai + 15° ai + 55°C; le tensioni di alimentazione richieste sono di + 4,5 V ± 10% e di — 2 V ± 10%.
Il nuovo contenitore in ceramica, che è una delle caratteristiche più originali della famiglia, presenta 14 corti adduttori rigidi, distanti l'uno dall'altro circa 2,5 mm, disposti su due file. Esso è stato progettato per potersi adattare alle normali tecniche di montaggio su circuito stampato utilizzanti saldatura a bagno o ad onda.
Inoltre la disposizione degli adduttori su due file agevola la progettazione del circuito stampato.
L'elemento fondamentale della famiglia dei CT μL è una porta AND composta di due emitters-followers connessi in cascata, con un ritardo medio di propagazione di 3 nsec. Ad essa si aggiungono un invertitore, un buffer e un elemento binario del tipo Master-slave.

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Phonola modello 2345

Fig. 1

1. - CARATTERISTICHE GENERALI DEL TELEVISORE PHONOLA MOD. 2345

37 funzioni di valvole (15 valvole, 2 transistori, 7 diodi al germanio, 5 diodi al silicio, cinescopio). Cinescopio alluminato 110°, autoprotetto. Sintonia automatica. Regolazione continua della tonalità. Circuiti stampati. Indicatore luminoso di VHF Sintogramma UHF. Selettore VHF a 12 posizioni circuito cascode. Sintonizzatore UHF 470-860 MHz (cioè compresi i canali 35-69 da 582-860 MHz in banda V per future emissioni). Presa di antenna a 300 Ω. Media frequenza video 45,75 MHz, audio 5,5 MHz. Alimentazione 220 volt 50 Hz 150 W. 2 altoparlanti, uno ellittico frontale l'altro ellittico laterale. Schema a blocchi visibile in figura 2, schema elettrico nella rubrica archivio schemi in questo stesso numero.

2. - VALVOLE

V_1 = PCC88 amplificatrice RF VHF; V_2 = PCF80 oscillatrice mescolatrice VHF; V_5 = EF183 prima amplificatrice media frequenza video; V_6=EF80 2ª aplificatrice media frequenza video; V_7 = EF80 3ª amplificatrice media frequenza video; V_8 = PCL84 amplificatrice video a CAS; V_9 = EF80 amplificatrice media frequenza audio; V_{10} = = PCL86 preamplificatrice e amplificatrice finale audio; V_{11} = ECH81 separatrice e limitatrice sincr. e antidisturbi; V_{12} = PCL85 oscillatore bloccato amplificatrice finale deflessione verticale; V_{13} = ECL80 oscillatore e controllo automatico frequenza di riga; V_{14} = = PL36 amplificatore deflessione orizzontale; V_{15} = PY81 diodo booster; V_{16} = DY87 raddrizzatrice EAT; V_{18}= = EF184 amplificatrice media frequenza per CAF; V_{17} = A59/11W cinescopio da 23".

Transistori: AF139 e GMO290 (oppure AF139).

Diodi: D_1 = OA70 rivelatore video; D_2=D_3 = OA79 rivelatori audio; D_4= D_5 = OA85 comparatore di fase controllo frequenza oriz.; D_6 = BY100 raddrizzatore per alimentazione anodica; D_7 = OA210 oppure BY114 raddrizzatore stabilità deflessione verticale; D_8 = OA202 oppure BA100 diodo per CAS dilazione RF; D_9=D_{10} = OA85 rivelatore per CAF; D_{11}=D_{12} = BA102 diodo a capacità variabile per CAF.

Fig. 2

Tabella 1 - Allineamento della media frequenza video.

Operazioni	Generatore collegato a	Generatore per freq. Mc/s	Misur. d'usc. colleg. a	Smorzatore su bobina	Smorzatore collegato tra i punti	Accordare L	Accordare in T	Accordare verso	per l'uscita
1	T	44,5	F	L107	p7 di V7 e massa	108	104 (sopra)	est.	massima
2	T	44,5	F	L108	S e massa	107	104 (sotto)	est.	massima
3	T	45,75	F	—	—	106	103 (sotto)	est.	massima
4	T	40,25	F	—	—	103	102 (sopra)	est.	minima
5	T	41,75	F	—	—	104	102 (sotto)	est.	massima
6	T	39,00	F	—	—	101	101 (sopra)	est.	minima
7	T	43,5	F	T 2	R e massa	102	101 (sotto)	est.	massima
8	T	43,5	F	L102	p2 di V5 e massa	T 2	T 2	est.	massima

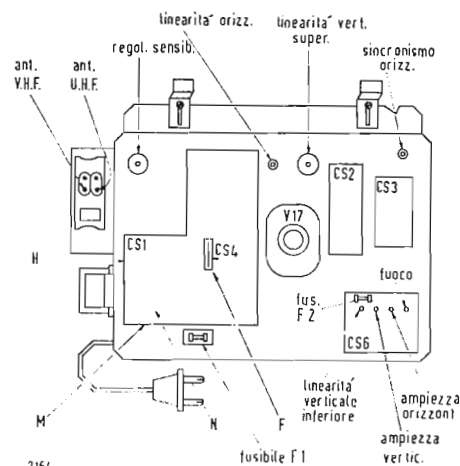



Fig. 3

3. - ALLINEAMENTO DELLE MEDIA FREQUENZA VIDEO

Per effettuare l'allineamento ortodosso della media frequenza video sono necessari i seguenti strumenti:
Generatore fisso e vobulato da 40 a 47 MHz; Voltmetro a valvola; Applicare al punto « D » dello schema elettrico, una tensione di — 2 V; Collegare a massa il piedino 2 della valvola V_8; Portare il contrasto al minimo; Abbassare il tasto relativo il programma Nazionale.
Terminato l'allineamento per punti collegare il generatore vobulato al punto T, ritoccare i nuclei L_{108} e L_{107} per livellare la parte superiore della curva e quella di L_{106} per regolare il livello della portante video (45,75 MHz) al 50% dell'uscita riferita a 44,5 MHz. Ultimato l'esame in VHF, collegare il cavo dell'oscillatore vobulato al punto U del sintonizzatore UHF (S_{49} oppure S_{50}) tramite un condensatore da 1 pF (± 0,25 pF). Regolare T_1 per il bilanciamento della banda passante e regolare L_{58} per l'attenuazione della portante video.

4. - ALLINEAMENTO DEL FILTRO D'ARRESTO A 5,5 MHz MEDIA FREQUENZA AUDIO

È necessario disporre di un generatore a 5,5 MHz e di un voltmetro a valvola. Disporre a metà corsa il trimmer potenziometrico R_{157}.
Il punto « T » è riferito allo schermo costituito dal cilindretto metallico, isolato da massa, calzato sulla valvola PCF80 (V_2). L'elemento smorzante è costituito da un resistore da 470 ohm e da un condensatore da 150 pF0 collegati in serie.

5. - REGOLAZIONI VARIE

Le seguenti regolazioni si devono effet-

Tabella 2 - Allineamento circuiti 5,5 MHz.

Operaz.	Generatore collegato al punto	Voltmetro a valvola collegato:	Accordare L	Accordare in T	Per indicazione al voltmetro
1	F	al punto L con elemento rivelatore	L127		minima
2	F	al piedino 2 della V9 con 47 KΩ in serie	L401	T402	massima
3	F	al punto M	L403	T403 (sotto)	massima
4	F	tra il punto N ed il centro dei due resistori da 47 kΩ 5% collegati in serie, inseriti tra il punto N e massa	L404	T403 (sopra)	zero
5	mettere in funzione il televisore con ricezione preferibilmente di monoscopio; ridurre il contrasto al minimo e ruotare R157 per il minimo ronzio eventualmente udibile nell'altoparlante. Se la nuova posizione assunta da R157 è molto differente dalla posizione iniziale è bene ripetere l'operazione 4.				

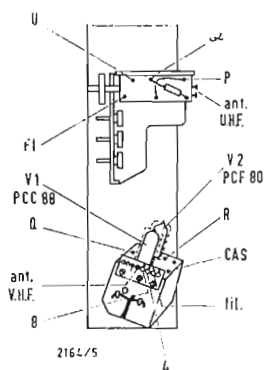



Fig. 4

tuare preferibilmente in presenza del monoscopio:

a) *Controllo automatico di sensibilità.* Agire sul trimmer potenziometrico, R_{120} col regolatore di contrasto ruotato al minimo, in modo da ottenere una immagine appena visibile e sincronizzata.

b) *Centratura dell'immagine.* Mettere a massa il punto 15, regolare il comando di sincronismo orizzontale cercando di stabilizzare l'immagine che è senza sincronismo orizzontale. Staccando successivamente da massa il punto 15 l'immagine deve rimanere sincronizzata. Qualora essa non sia ben centrata orizzontalmente occorre agire sulle due piastrine ovali, fissate sull'unità di deflessione, che determinano lo spostamento dell'immagine da sinistra a destra e dall'alto al basso.

c) *Ampiezza e linearità orizzontali.* Regolare i comandi fino ad ottenere la totale copertura della larghezza dello schermo e la giusta proporzione d'immagine in senso orizzontale.

d) *Ampiezza e linearità verticali.* Regolare il comando di ampiezza verticale in modo da avere una immagine dilatata per la completa altezza dello schermo. Regolare pure i comandi di linearità verticale, superiore ed inferiore, quanto basta per correggere eventuali deformazioni dell'immagine in senso verticale. Questi comandi sono interdi-

Fig. 5 2164

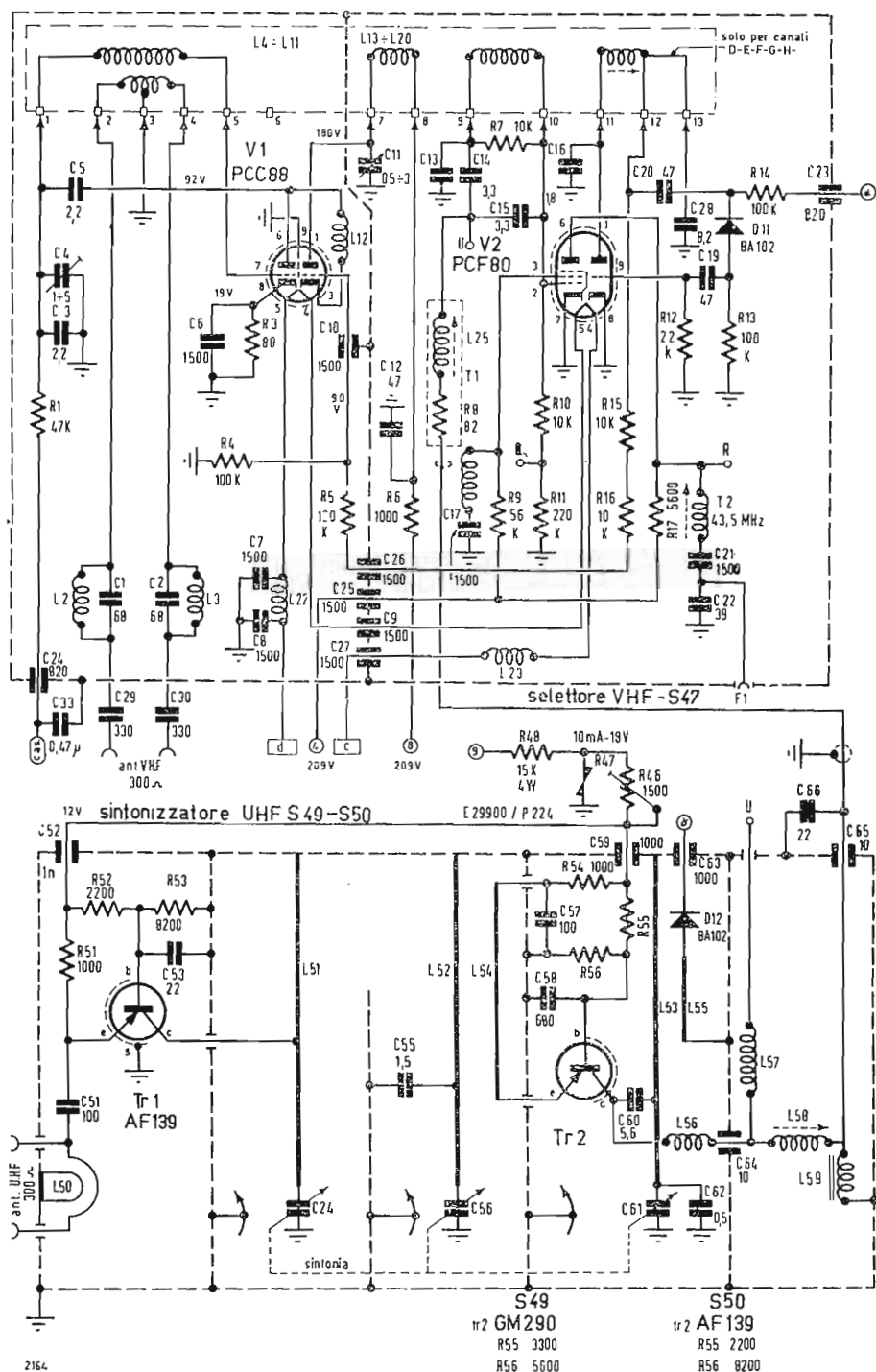



Tabella 3. - Tensione ai piedini

Rif. schema	Tipo	Funzioni	1	2	3	4	5	6	7	8	9
		VALVOLE									
V_1	PCC88	amplif. RF-VHF circuito cascode	180	90	92	fil	fil	92	.	1.9	.
V_2	PCF80	oscill e mescol. in VHF	80	-2÷-5	116	»	»	170	.	.	.
V_5	EF183	1ª amplif. FI video	2,4 0,4	.	2,4 0,4	»	»	.	205 210	90 130	.
V_6	EF80	2ª amplif. FI video	2,9	.	2,9	»	»	.	200	200	.
V_7	EF80	3ª amplif. FI video	2,9	.	2,9	»	»	.	200	200	.
V_8	PCL84	amplificat. video e contr. aut. sensib.	10 31	0 -10	27÷50	»	»	42 130	.	.	130 70
V_9	EF80	amplif. FI video	.	.	.	»	»	.	155 170	43	.
V_{10}	PCL86	preampl. e amplif. finale audio	.	1,1	155	»	»	200	2,8	.	95 105
V_{11}	ECH81	separatr. e limitat. sincr. - antidisturbi	12	.	.	»	»	30	.	18	.
V_{12}	PCL85	oscill. bloccato e amplif. finale deflessione verticale	75÷150	15÷30	.	»	»	205	175	2.5÷5.5	-5÷-19
V_{13}	ECL80	oscill. e controllo automat. freq. riga	185 200	.	10	»	»	150	.	144 125	-18,5 -20
V_{14}	PL36	amplif. deflessione orizzontale	.	fil	.	150 188*	-54÷-66*	.	fil	.	.
V_{15}	PY81	diodo « booster »	.	.	.	fil	fil	.	.	.	242
V_{16}	DY87	raddrizzatore EAT	.	.	.	.	.	.	.	.	.
V_{18}	EF184	amplif. FI per CAF	2,3	.	2,3	fil	fil	.	190	190	.
		CINESCOPIO									
V_{17}	A59/11W	23 pollici autoprotetto	fil	54÷123 54÷135	535÷600*	0÷600	.	54÷123 54÷135	116÷150 170÷181	fil	.

pendenti: la variazione di uno richiede un ritocco dell'altro.

6. - AVVERTENZE PER LO SMONTAGGIO

L'incastellatura a lato del telaio comprende i gruppi sintonizzatore VHF e UHF i comandi frontali ed i comandi laterali.

Qualora sia necessario intervenire, per revisione o per riparazione, su uno di questi gruppi occorre rimuovere il complesso nel modo seguente (fig. 6):

a) Estrarre le manopole dei comandi laterali e frontali che sono innestate a pressione.

b) Togliere le due viti di tenuta della staffa (*A*) al mobile.

c) Togliere, svitando i dadi nei punti 1, 2, 3, 4 e 5 facendo uso di una chiave a tubo esagonale da 8 mm.

d) Staccare il complesso nei cinque punti indicati (viti prigioniere). Si può estrarlo fin fuori dal mobile pur lasciando integro il cablaggio così da permettere verifiche ed espezioni elettriche anche ad apparecchio funzionante.

Quando è già staccata l'intera incastellatura è possibile, se necessario, togliere anche la pulsantiera che si trova fissata con due viti alla parete frontale.

Nel caso si debba procedere alla riparazione o alla sostituzione di parti per cui è utile avere l'incastellatura separata dal televisore è necessario, ad apparecchio spento, agire nel modo seguente:

e) Staccare dalle relative prese gli attacchi d'antenna VHF, la presa FI del selettore e gli attacchi di antenna UHF dal sintonizzatore.

f) Togliere i collegamenti elettrici al telaio estraendo lo spinotto « B », la spina a sei innesti « C », la spina ad 11 contatti « D » e la presa a 11 contatti « E ».

g) Dissaldare ai morsetti dell'altoparlante laterali i terminali dei due cavetti intrecciati « F » e liberare la stessa treccia dalla graffa « G ».

7. - TABELLA DELLE TENSIONI

Le tensioni devono essere misurate con voltmetro elettronico. Ogni valore è riferito rispetto a massa ed in assenza di segnali d'ingresso. La tensione di alimentazione deve essere stabilizzata su 220 V.

I valori indicati sopra la riga si riferiscono alla tensione letta quando il contrasto è regolato per il massimo mentre quelli indicati sotto la riga si riferiscono al contrasto regolato per il minimo.

Le variazioni di valore, richiamata con un asterisco, è in funzione dell'ampiezza orizzontale.

Le forme d'onda riportate sullo schema elettrico sono rilevate mediante oscilloscopio calibrato su apparecchio funzionante con contasto al massimo e durante la ricezione del monoscopio. *A*

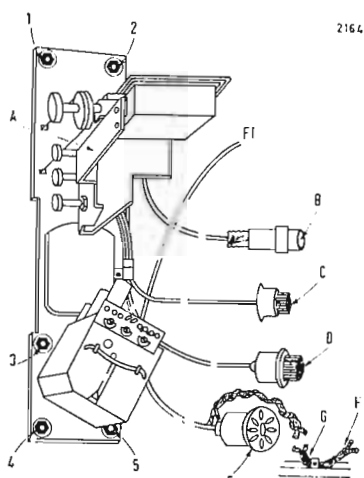



Fig. 6

dott. ing. A. Piazza

Considerazioni sul progetto di un organo elettronico*

I LETTORI del precedente articolo dello stesso Autore ([1]) ricorderanno che in esso sono stati enunciati i requisiti necessari per un organo con un minimo di due manuali. Uno strumento di questo genere presenta quattro caratteristiche principali:

1) un robusto Coro Primario associato ad un manuale;

2) un Coro Secondario di timbro alquanto differente, associato all'altro manuale;

3) un adeguato Organo a Pedaliera con registri da 16 piedi, 8 piedi e 4 piedi;

4) il maggior numero possibile di combinazioni di assoli e di opportune tonalità equilibranti di accompagnamento.

Oltre a ciò, in alcuni generi musicali sono richiesti, anche se sono meno essenziali od addirittura meno soddisfacenti, un registro di Celesta, registri di assolo di strumenti a fiato e di strumenti a fiato corali. Come è stato dichiarato nella prima parte di questo articolo, l'Autore è dell'opinione che questi requisiti possano essere soddisfatti con ordini o file di oscillatori in numero da due a cinque. La cifra più bassa rappresenta uno strumento con il minimo di requisiti, mentre quella più alta sta ad indicare un organo fastoso di portata considerevole. Per prima cosa è bene sviluppare una distinta dei registri per la versione a due ordini o file, ed indicare poi come la stessa possa venire progressivamente ampliata.

I Flauti ed i Principali rappresentano i registri fondamentali di qualsiasi organo. Come base, si supponga di partire con un ordine unitario di Principali composto da 85 oscillatori e con un ordine unitario di Flauti composto da 97 oscillatori. Come indicato nella Tabella I, questi registri possono essere suonati su due manuali e su una pedaliera, con detta tabella che sta a rappresentare la prima fase della costruzione dello strumento. Con questo organo è possibile ottenere buona parte della musica reale. Notare la varietà dei livelli di altezze disponibili su ciascun manuale. Troppi organi elettronici di tipo commerciale danno un numero ragionevole di registri di mutazione sul Crescendo, mentre sulla Grande Divisione non danno più di un unico registro da 2 piedi. Ciò non è giusto; su entrambi i manuali devono essere disponibili effetti corali di contrasto appropriati e di vivezza adeguata. Si constaterà che i registri da piedi 1 $^{1}/_{3}$ e da 1 piede, previsti in tabella, sono molto utili nel conferire vivacità e colore. Entrambi questi registri si « smorzano » o si « disintonizzano » nell'ottava più alta, come accade in un organo a canne. In tabella è stato omesso il registro da piedi 1$^{3}/_{5}$, detto anche registro di Terza, in quanto lo stesso non è di gradimento dell'Autore quando venga derivato da un ordine unitario. Si può comunque e facilmente aggiungere questo registro agli altri registri elencati in tabella.

Impiegando lo schema con resistenze, diodi Zener, oppure con sbarre collettrici multiple, in precedenza accennato, è possibile intonare a livelli più bassi i registri ad altezze più elevate e le voci o toni non unisoni (piedi 2$^{2}/_{3}$ e 1 $^{1}/_{3}$) senza che si renda necessario trasferire la estremità con tono di soprano dell'una o dell'altra fila od ordine. Per il registro di Principale l'Autore suggerisce tre livelli, e precisamente quelli da 8 piedi e da 4 piedi che suonano al livello più alto, quello da 2 piedi che suona ad un livello intermedio e quello da piedi 2$^{2}/_{3}$ che suona al livello più basso. Per il registro di Flauto possono essere necessari quattro livelli e la loro disposizione deve essere trovata per via sperimentale.

In quanto ai timbri dei due ordini o file, quello relativo al Flauto non deve essere troppo soffocato. Esso deve contenere un certo numero di armoniche, altrimenti il suo effetto sarebbe saziante alla nausea. Un oscillatore indicato per la sua bontà e semplicità è quello illustrato in *A*) della figura 3. Il tono di questo oscillatore è alquanto simile a quello del Flauto Soprano di un organo a canne, ma senza i rumori d'aria di quest'ultimo. Anche l'oscillatore di Principale in *B*) della figura 3 è del tutto soddisfacente. I suoi filtri di controllo dell'attacco dovrebbero presentare, nota per nota, delle costanti di tempo leggermente differenti, e cioè più lunghe, rispetto a quelle dell'ordine o fila di Flauto. Ciò rappresenta una ricercatezza o perfezionamento di effetto sorprendente.

I controlli di intonazione specificati in Tabella I non sono di tipo convenzionale. Essi sarebbero impossibili su un

(*) Pike, W. S., An Electronic Organ Design, *Audio*, ottobre 1964, pag. 19.

([1]) Pike W. S., Organs and Organ Music, *Audio*, ottobre e novembre 1963.

organo a canne. Ciascuno di essi viene come costituito da un pulsante dei registri collocato sul quadro recante il nome della consolle e con un potenziometro con comando a manopola posto direttamente al di sopra di esso. Con i pulsanti di « Sordina » esclusi, ogni ordine o fila suona al proprio livello normale, livello che viene prestabilito mediante una regolazione effettuata con un cacciavite all'interno della consolle.

L'abbassamento di un pulsante di « Sordina » comporta l'inserimento nel circuito del potenziometro ad esso associato, che permette una regolazione in basso e di portata limitata del livello dell'ordine o fila interessati. Con questo mezzo è possibile preimpostare un livello più basso sull'uno o sull'altro, oppure su entrambi gli ordini o file. Questi potrebbe essere fatto istantaneamente suonare abbassando il pulsante di « Sordina » appropriato. Agendo in senso inverso, è possibile ripristinare il livello originale. La inserzione o la disinserzione mediante un leggero colpetto di un pulsante di registro è spesso possibile anche in un pezzo di musica a movimento rapido, mentre l'azione più sofisticata della impostazione di una manopola ad una posizione precisa rimane fuori di dubbio. Questo artificio di poco costo verrà trovato molto prezioso nell'« allargare » le risorse dei nostri due ordini o file fondamentali, in particolare nell'equilibrare le combinazioni di assoli contro le registrazioni di accompagnamento. La possibilità che si offre di poter ripristinare rapidamente i livelli originali è una possibilità che l'Autore si è spesso augurato di avere nel suonare servizi religiosi su un alquanto simile organo elettronico di tipo commerciale.

Come si è detto in precedenza, vi sono a disposizione in commercio degli organi molto simili a quello della presente descrizione, il cui costo è compreso fra i 3000 dollari ed i 4000 dollari. Tuttavia, nessuno di questi organi, od almeno nessuno di quelli con cui l'Autore ha familiarità, riunisce in sé ed in modo molto preciso questa distinta di registri e non possiede neppure i pulsanti di « Sordina » sopra descritti. Un organo del genere potrebbe essere costruito dal « nulla », oppure per i due terzi da scatole di montaggio. È anche possibile trovare consolle di seconda mano e se se ne trova una, naturalmente adatta allo scopo, il costo dell'organo può essere ridotto in misura ulteriore. Un grande vantaggio offerto dallo schema di oscillatori singoli consiste nel fatto che è possibile suonare l'organo non appena funzionino le prime poche ottave di un ordine o fila di generatori. Ciò non accade negli organi a divisione. Questo significa che si può cominciare a fare almeno un po' di musica prima di aver sborsato una quota troppo elevata per le proprie disponibilità economiche.

Non è però che questa distinta di registri non abbia i suoi difetti. Sebbene si siano assegnati registri di mutazione in numero sufficiente da permettere la sintesi di una varietà di colori interessanti, si troveranno dei pezzi di musica in cui essi non saranno del tutto soddisfacenti. Un caso tipico è rappresentato da quei pezzi di musica in cui una parte di assolo sconfina nella gamma baritonale od in quella tenorile. In questi pezzi non esiste alcun buon sostituto di un assolo di strumento a fiato. Se si tenta di suonare pezzi di musica della letteratura francese (Vierne, Widor ed altri), risulterà evidente la necessità di strumenti a fiato corali. Alcuni pezzi persisteranno nel presentare problemi di equilibrio nonostante la ubiquità dei pulsanti di « Sordina ». Si constaterà inoltre la utilità di una maggior varietà del tono di Pedaliera da 16 piedi. Molte di queste manchevolezze possono venir corrette aggiungendo due ordini o file non unitari. Un ordine o fila può essere un ordine di assolo fluttuante di 73 oscillatori associato ad un circuito di variazione dei toni. L'altro può essere un ordine indipendente di Pedaliera da 16 piedi. Quest'ultimo richiederà solo 20 nuovi oscillatori, dato che la ottava più bassa del flauto unitario può essere soppressa e trasferita a questo nuovo uso. Al completamento di questa fase costruttiva la distinta dei registri potrebbe assumere l'aspetto indicato in Tabella II.

Tutto il tono della Pedaliera da 16 piedi viene derivato dall'ordine della Pedaliera da 16 piedi. Poichè questo ordine viene usato solamente ad una altezza, si possono derivare da esso parecchi timbri. Non esiste alcuna obiezione per un impiego di filtri « formanti » sulla gamma limitata della tastiera della Pedaliera, dato che il problema della uniformità della sonorità e del timbro è di gravità molto minore. Il registro più morbido della Pedaliera deve essere il registro di Gedact. Il registro di Bourdon può essere dello stesso livello (ossia provenire dallo stesso filtro), ma deve essere più sonoro. Il registro di Contrabbasso è semplicemente un registro di Principale alquanto simile a quello degli strumenti ad arco. Il registro di Fagotto è un registro di uno strumento a fiato sonoro. Altri toni o voci possono convenire ad altri costruttori e per la loro introduzione non esiste certamente alcuna obiezione.

La divisione degli Assoli è « fluttuante ». In termini organistici ciò significa semplicemente che per questa divisione non è previsto alcun manuale distinto, ma che essa può essere accoppiata a qualsiasi dei manuali esistenti. In questa descrizione la divisione degli Assoli può essere suonata a tre altezze su ciascun manuale e a due altezze sulla Pedaliera. Per ragioni di economia è stato determinato un ordine di 73 note. Ciò significa che gli accoppiatori da 16 piedi saranno inefficienti nella ottava più bassa (quella al di sotto del Tenore C).

Tabella 1. - Distinta dei Registri.

I Manuale (Inferiore)	*II Manuale (Superiore)*	*Pedaliera*
8 piedi - Principale	8 piedi - Principale	16 piedi - Gedact (Flauto)
8 piedi - Flauto	8 piedi - Flauto	8 piedi - Principale
4 piedi - Principale	4 piedi - Principale	8 piedi - Flauto
4 piedi - Flauto	4 piedi - Flauto	4 piedi - Principale
$2^2/_3$ piedi - Dodicesima (Principale)	$2^2/_3$ piedi - Nazard (Flauto)	4 piedi - Flauto
2 piedi - Quindicesima (Principale)	2 piedi - Quindicesima (Principale)	
$1^1/_3$ piedi - Larigot (Flauto)	2 piedi - Ottavino (Flauto)	
1 piede - Sifflote (Flauto)	1 piede - Sifflote (Flauto)	

Controlli di intonazione (2)
Sordina per Flauto (Pulsante di registro e Potenziometro)
Sordina per Principale (Pulsante di registro e Potenziometro)

Pedaliere di espressione
Una, interessante l'intero organo

Nella grande maggioranza dei casi nei quali viene richiesto il tono di manuale da 16 piedi, ciò non rappresenterà una limitazione indebita. In ogni caso si possono introdurre, volendo, i 12 oscillatori supplementari.
I registri suggeriti per la divisione degli Assoli sono stati scelti con uno scopo preciso per ciascuno di essi. Il Diapason aperto viene considerato come un tono o voce addizionale da aggiungersi al Coro Primario. Questo tono potrebbe essere intonato ad una sonorità leggermente superiore a quella del Principale unitario. Il registro di Clarinetto viene suggerito come un registro di uno strumento a fiato per assoli di tono colorito e mezzo-forte. Il registro di Trombetta è quello di un vivace strumento a fiato corale, sonoro, ma non al punto da soffocare completamente il Coro Primario neppure quando venga impiegato contemporaneamente a diverse altezze. Un filtro « formante » singolo non sarà adeguato a coprire la intera gamma di questo registro. Il registro di Tuba viene considerato come un registro di uno strumento a fiato molto sonoro, capace di farsi udire sull'intero organo per effetti fortissimi di assoli. Una soluzione di compromesso potrebbe essere rappresentata dal registro di Trombetta ad un livello più alto, sebbene sia preferibile un tono alquanto « più pesante ». Il registro di Flauto da Concerto viene considerato come un tono mezzo-forte per assoli, preferibilmente con un timbro alquanto diverso da quello del Flauto unitario.
Si è così arrivati ad un totale di quattro ordini o file comprendenti 275 oscillatori. A 5 dollari per oscillatore, i soli generatori di tono ammonteranno a 1375 dollari. Questa somma verrà ad essere triplicata quando si aggiungeranno una consolle, le fonti di energia, i filtri dei registri ed un modesto corredo di completamento costituito da amplificatori di potenza e da altoparlanti. Questo organo però, se intonato in modo accurato, sarà superiore ad alcuni degli organi di tipo commerciale che costano sugli 8000 dollari.
A questo punto si può di nuovo procedere per gradi. Avendo, per esempio, costruito l'organo secondo la distinta dei registri della Tabella I, la fase successiva potrebbe essere quella di adattare in via provvisoria i circuiti di variazione dei toni di Assolo all'ordine o fila di Principale originale mentre si sta procedendo al completamento dell'ordine successivo. Ciò darebbe la possibilità di suonare alcuni dei toni di assolo contro l'ordine o fila di Flauti, per quanto la maggior parte degli organisti potrebbero incontrare all'inizio delle difficoltà nell'abituarsi a questo tipo di organo, a meno che non si sia provveduto a modificare la nomenclatura di tutti i pulsanti dei registri dell'ordine o fila di Principale.
Non vi è però nessun registro di Celesta. Tale registro richiede due ordini o file, identici o quasi in timbro e sonorità. Uno di questi ordini è leggermente smorzato o disintonizzato in modo da dare battute lente quando i due ordini vengono impiegati insieme. Esistono due modi per aggiungere all'organo questo tono romantico. Il modo più ovvio, e che è anche quello migliore, consiste nell'aggiungere un altro ordine di oscillatori. Questo ordine può essere dato da un ordine corto di sole 49 note, dato che la maggior parte dei registri di Celesta non estende in basso l'ordine fuori tono al di sotto del Tenore C. In alternativa, si potrebbe disporre in modo da smorzare o disintonizzare uno degli ordini già esistenti nell'organo quando venga azionato uno speciale pulsante di

registri. Un modo ovvio per fare ciò consiste nel collegare un commutatore (o relé) a 49 contatti in modo da derivare una capacitanza addizionale di sintonia o tonalità attraverso ogni oscillatore che viene interessato. Con alcuni tipi di oscillatori è possibile ottenere un risultato analogo spostando il punto di funzionamento (polarizzazione).

Se poi ci si potesse permettere il lusso di aggiungere un ordine distinto di oscillatori, collegandolo ad un variatore di tonalità in modo da potersi ottenere o il tono di Principale o quello di Flauto, sarebbero possibili due tipi differenti di registri di Celesta, e precisamente un registro di Celesta per Flauto ed uno di Celesta Dulciana o per Viola. L'Autore suggerisce un registro di Celesta per Flauto sul I Manuale ed uno di Celesta Dulciana sul II Manuale. Rispetto agli altri, questi pulsanti di registro richiederanno una commutazione alquanto più complessa. Per esempio, il pulsante del registro di Celesta per Flauto deve inserire sia l'ordine di Celesta che il Flauto unitario da 8 piedi e deve inoltre selezionare il tono di Flauto dal tono dell'ordine di Celesta. Si potrebbe inoltre desiderare che lo stesso pulsante attivi un attenuatore ausiliario in modo da ridurre leggermente il livello del Flauto unitario. Un registro di Celesta per Flauto è di solito un tono di grande morbidezza. Il pulsante di Celesta Dulciana deve compiere analoghe funzioni di commutazione con gli ordini di Celesta e Principale.

Questo organo rappresenta un vero pozzo di giochi di abilità. Vogliamo per esempio eseguire una fuga? In questo caso il Coro Primario potrebbe essere costituito dal Diapason Aperto da 8 piedi per Assolo accoppiato al I Manuale, più il Principale da 4 piedi, la Dodicesima da piedi $2^2/_3$, la Quindicesima da 2 piedi, ed il Larigot da piedi $1^1/_3$. Quando nella esecuzione si arriva all'episodio, passare al II Manuale usando il Flauto da 8 piedi, il Flauto da 4 piedi, il Principale da 2 piedi ed il Sifflote da 1 piede. L'assieme di queste registrazioni formerà un contrasto piacevole. La sola componente comune è rappresentata dal Principale da 2 piedi.

Il nostro umore è propenso ad una buona cavalcata, lussureggiante e romantica? Si provi un po' di melodia appropriata con Tremolo sul Flauto da Concerto per Assoli. Si accompagni questa melodia sulla Celesta Dulciana del II Manuale. Sono naturalmente possibili molte altre registrazioni, e qui l'Autore si rivolge alla capacità ed abilità dei singoli lettori, in particolare color che sono degli organisti.

In quanto all'argomento degli amplificatori di potenza e degli altoparlanti, la maggior parte dei lettori avrà le proprie idee. Si vuole tuttavia raccomandare in questa sede una certa prudenza. Si ricordi a proposito che con un organo elettronico si fa della musica nel proprio ambiente e che non si riproduce musica eseguita da altri in qualche altro ambiente. Ciò rappresenta un significato di grande importanza e spesso non riconosciuto in termini di collocamento degli altoparlanti. A differenza di un sistema di riproduzione musicale, la cosa migliore da farsi è quella di «dirigere» gli altoparlanti quasi in ogni direzione, tranne che in quella dell'ascoltatore o dell'esecutore. L'obiettivo deve essere quello di aumentare il rapporto fra suono diretto e suono riflesso. Pensiamo che molti aspiranti costruttori di organi elettronici abbiano ottenuto risultati scoraggianti per aver ignorato questo semplice principio. E non ci si dimentichi poi di aggiungere l'effetto della riverberazione elettronica che rappresenta una grossa ricompensa!

Per concludere, l'Autore afferma che quanto esposto rappresenta le sue idee in merito ad un organo elettronico soddisfacente ed è fermamente convinto che lo strumento in parola sia di gran lunga migliore non solo da suonarsi, ma che anche rispetto agli organi elettronici attualmente sul mercato sia quello che meglio si adatta alle esigenze del vasto corpo della letteratura per organi. Anche se risulterà certamente più costoso di molti altri strumenti, è certo che il suo costo sarà ampiamente giustificato.

Tabella 2. Seconda distinta dei registri.

I Manuale	*II Manuale*	*Assoli (Fluttuante)*	*Pedaliera*
8 piedi - Principale	8 piedi - Principale	8 piedi - Diapason Aperto	16 piedi - Contrab.
8 piedi - Flauto	8 piedi - Flauto	8 piedi - Clarinetto	16 piedi - Bourdon
4 piedi - Principale	4 piedi - Principale	8 piedi - Trombetta	16 piedi - Gedact
4 piedi - Flauto	4 piedi - Flauto	8 piedi - Tuba	8 piedi - Principale
$2^2/_3$ piedi - Dodicesima	$2^2/_3$ piedi - Nazard	8 piedi - Flauto da Concerto	8 piedi - Flauto
2 piedi - Quindicesima	2 piedi - Quindicesima	Tremolo	4 piedi - Principale
$1^1/_3$ piedi - Larigot	2 piedi - Ottavino		4 piedi - Flauto
1 piede - Sifflote	1 piede - Sifflote		16 piedi - Fagotto

Accoppiatori

Assolo per 16 piedi (Tenore C)	Assolo per 16 piedi (Tenore C)	Assolo per Pedaliera 8 piedi
Assolo per 8 piedi	Assolo per 8 piedi	Assolo per Pedaliera 4 piedi
Assolo per 4 piedi	Assolo per 4 piedi	

Controlli di intonazione (3)

Sordina per Flauto (Pulsante di registro e Potenziometro)
Sordina per Principale (Pulsante di registro e Potenziometro)
Sordina per Assolo (Pulsante di registro e Potenziometro)

Pedaliere di espressione (2)

La n° 1 controlla gli ordini di Flauto, Principale e Pedaliera da 16 piedi
La n° 2 controlla l'ordine di Assolo

dott. ing. A. Turrini

Amplificatore stereofonico 2x4W con asservimento della bobina mobile*

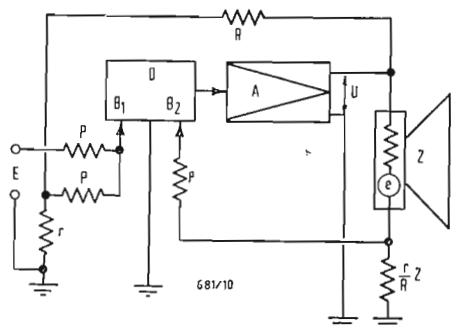



Fig. 1 - Schema di principio dell'amplificatore.

I TECNICI TRADIZIONALISTI esigono da un amplificatore di alta fedeltà una buona linearità ed un tasso di distorsione armonica inferiore allo 0,5 % quando il carico è costituito da una pura resistenza. Belle prestazioni, se si pensa che alle estremità della catena si trovano « anelli » a distorsione relativamente forte, diciamo: il fonorivelatore ad un estremo, l'altoparlante all'altro.
Si capisce quindi che c'è qualcosa di meglio da fare che il cercare di guadagnare qualche centesimo di per cento sul tasso di distorsione, per cento che l'orecchio non è assolutamente capace di apprezzare. D'altra parte la messa a punto di un amplificatore di potenza su resistenza pura non è un'usanza alquanto superata? Sebbene non si possa farne a meno, desideriamo produrre qualcosa di diverso dalle calorie nel carico del nostro amplificatore.
Ora, qualsiasi altoparlante elettrodinamico a cono, sia pure ad impedenza così detta *costante* e montato nel migliore dei contenitori, presenta un'impedenza estremamente variabile. La sua bobina mobile costituisce un'impedenza crescente con la frequenza e le molte risonanze meccaniche rimangono imperfettamente controllate, ad onta di una forte controreazione, perchè la forza controelettromotrice che si manifesta a partire dalle oscillazioni disordinate della bobina mobile viene mascherata dai termini $R\,i$ e $\omega L\,i$.
Indubbiamente, le relazioni classiche ottenute con materiali di qualità procurano all'orecchio suoni già assai brillanti, ma spesso esageratamente forzati da un rinforzo di Watt abilmente introdotto dal dimostratore, ma non riproducibile in un appartamento.
Per migliorare l'effetto di presenza nelle riproduzioni monofoniche o stereofoniche, piuttosto che minimizzare la potenza effettiva di ciascun canale, abbiamo preferito realizzare un vero e proprio asservimento della bobina mobile dell'altoparlante. Molti autori [1] e [2] hanno già proposto, nei loro scritti, circuiti a tubi elettronici, scaturiti dai sentieri battuti con questa idea direttrice.
La tensione raccolta dalla testina di ri-

(*) Da *Toute l'Electronique*, gennaio 1965, pag. 27.

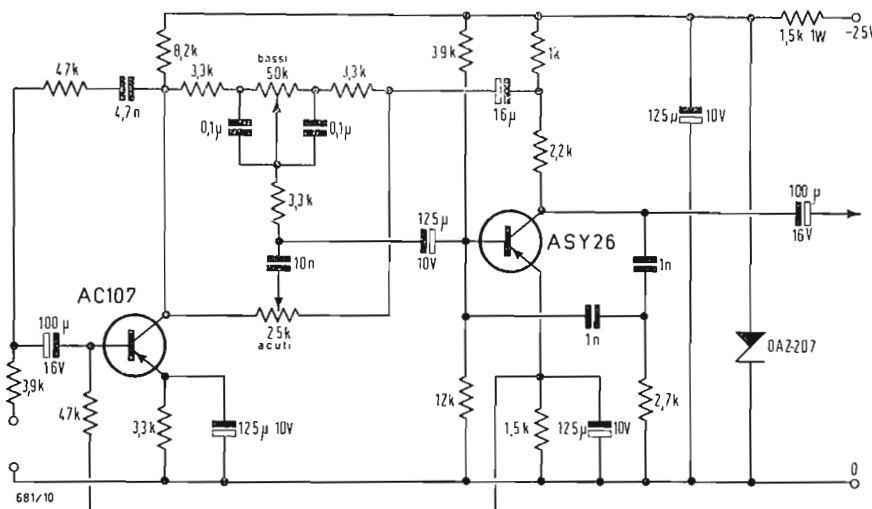



Fig. 2 - Preamplificatore per fonorivelatore magneto-dinamico Transco AG3402.

Fig. 3 - Amplificatore di potenza con asservimento della bobina mobile. La resistenza di 50 Ω nel circuito di collettore di T_5 è una resistenza NTC.

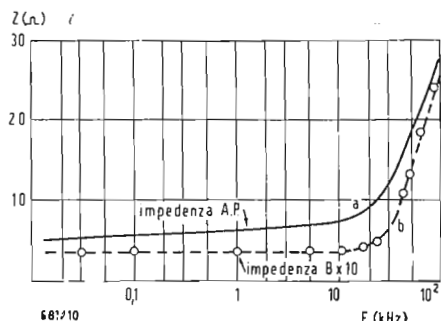
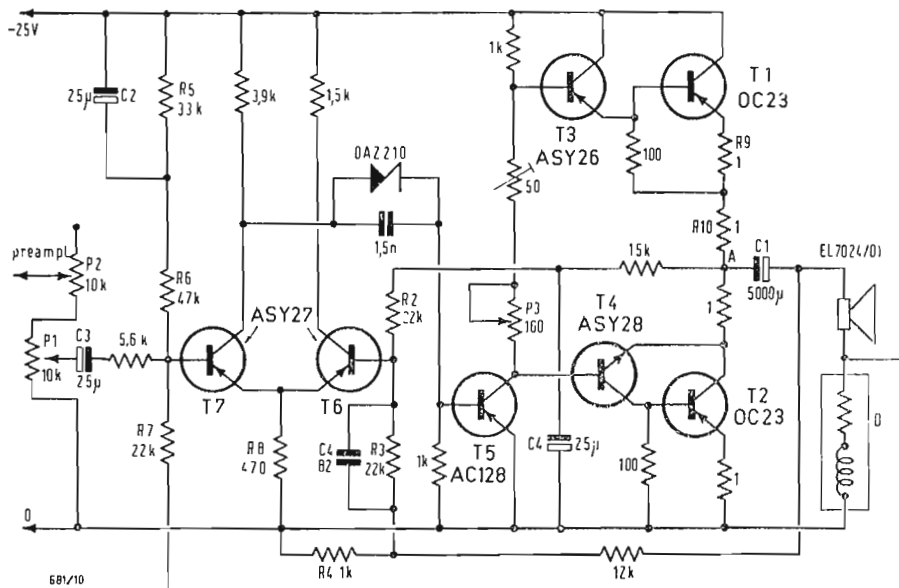



Fig. 4 - Variazioni dell'impedenza dell'altoparlante e di B.

Fig. 5 - Alimentatore di bassa resistenza interna.

produzione rappresenta teoricamente la pressione dell'onda da riprodurre; dall'ampiezza di questa tensione p dipenderà l'intensità sonora I_a, che si esprime con:

$$I_a = \frac{1}{R_a} p^2 = R_a v^2,$$

dove v è la velocità di spostamento delle molecole d'aria « agitate » da tale onda, ed R_a è la resistenza di radiazione dell'aria ambiente. A meno di un coefficiente, la velocità e la pressione presentano dunque la stessa variazione.

1. - DOVE LA VELOCITA' SI IMPONE

Ognuno sa che l'altoparlante presenta un'impedenza elettrica Z che è possibile misurare (a bobina bloccata), tale che se si applica una tensione U ai suoi terminali, risulta verificata la seguente relazione:

$U = Z\,i + e.$

L'altoparlante, che si comporta come un motore, produce infatti una forza controelettromotrice $e = B\,l\,v$ proporzionale alla velocità v di spostamento della bobina, all'induzione B nel traferro e alla lunghezza l dall'avvolgimento della bobina. Ossia:

$U = Z\,i + B\,l\,v.$

Ancora, tenuto conto della prevalenza del termine $Z\,i$ rispetto a $B\,l\,v$ (al di fuori della frequenza di risonanza dell'altoparlante e del contenitore), si vede che non c'è proporzionalità fra U e v nel circuito classico. Il miglioramento della fedeltà di un altoparlante è evidente se si impone alla bobina un moto la cui velocità sia proporzionale alla tensione E fornita dal fonorivelatore. Le soluzioni abituali, consistenti nello stabilire una controreazione a partire dalla tensione sviluppata all'uscita dell'amplificatore, non sono sufficientemente efficaci a motivo dell'importanza relativa del termine $Z\,i$. Se, anche in assenza di spostamento del cono, la controreazione agisce, si ha un effetto contraddittorio del tutto evidente. Sembra inutile, d'altra parte, ridurre la impedenza di uscita di un amplificatore ad una frazione di ohm, quando la bobina da sola presenta una resistenza di parecchi ohm.

2. - PRINCIPIO DEL CIRCUITO

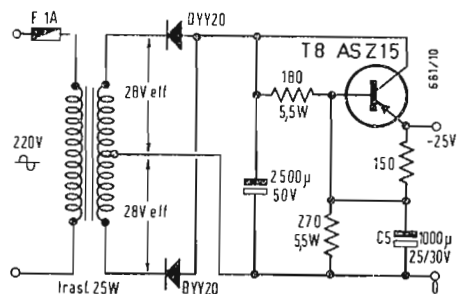
Sia un amplificatore differenziale D, seguito da un amplificatore di potenza A, che diano a circuito aperto un guadagno globale G, il più alto possibile (fig. 1). Il segnale di pilotaggio E è applicato all'entrata B_1; la fase del segnale di uscita è tale che una controreazione prelevata dal ponte di resistenze R e r, risulta applicata a questa stessa terminazione. Se disponiamo in serie con l'altoparlante una frazione r/R dell'impedenza Z della bobina bloccata (per tutte le frequenze della gamma acustica), possiamo scrivere la relazione:

$$U = \left(E - \frac{r}{R}\,U + \frac{r}{R}\,Z\,i\right) G,$$

ossia

$$GE = \left(\frac{r\,G}{R} + 1\right) U - \frac{r\,G}{R}\,Z\,i;$$

G essendo abbastanza grande perchè $\frac{r\,G}{R}$ sia molto maggiore di 1, ne viene:

$$E = \frac{r\,U}{R} - \frac{r}{R}\,Z\,i,$$

ossia

$$E\frac{R}{r} = U - Z\,i = e = B\,l\,v.$$

Così la velocità di spostamento del cono è praticamente proporzionale ad E.
Notiamo, però, che la tensione introdotta in B_2 ha un effetto di reazione positiva, bisogna dunque, per evitare che l'insieme si comporti come un oscillatore, realizzare un'impedenza addizionale di valore leggermente inferiore a $\frac{r}{R}\,Z$.

3. - REALIZZAZIONE PRATICA

Il dimensionamento di una catena stereofonica per un appartamento medio, senza disturbare il vicinato, richiede una potenza d'uscita di 3 o 4 W di punta. Ma per ottenere risultati soddisfacenti è evidente che è necessario un eccellente altoparlante. Tenendo conto del compromesso prezzo-qualità, la nostra scelta è caduta sul mod. 21 cm PHILIPS bicono EL7024/01 ad impedenza costante. Ciascun altoparlante è montato in un mobile di 62 dm³. La componente ohmica della bobina mobile è di 4,2 Ω. Per conferire a questa catena un'omogeneità di costituzione, si è adottato un giradischi AG2009, dalle caratteristiche molto vicine a quelle dell'AG1016 che gli è successo, con una testina magnetodinamica stereo AG3402 Transco.

Gli amplificatori di potenza e l'alimentatore sono riuniti sopra una basetta di 270 × 140 mm. Nel cerchio la bobina B.

Ai nostri giorni, una formula interamente a transistori si impone. I trasformatori, sia di uscita, sia di accoppiamento, sono stati banditi a vantaggio della banda passante, del peso, della semplicità e dell'economia del complesso.
La correzione di registrazione e le regolazioni di tono sono incorporati in un preamplificatore identico a quello descritto da R. Tobey e J. Dinsdale nel *Wireless World* del dicembre 1961. La fig. 2 ne dà un adattamento per la testina di riproduzione predetta.
L'amplificatore principale presentato in fig. 3 è costruito intorno al controfase ben noto; comprende gli elementi A e D dello schema a blocchi di fig. 1. Conviene attirare l'attenzione sui seguenti punti particolari:

— lo stadio d'entrata è costituito da un amplificatore simmetrico T_6 e T_7) ad accoppiamento di emettitore per mezzo di R_8;

— l'accoppiamento fra T_7 e T_5 si effettua col diodo Zener, il che evita l'uso di una capacità nociva per l'amplificazione delle frequenze basse e consente la polarizzazione automatica del punto A a mezza tensione per mezzo di una controreazione in continua attraverso R_1, R_2, R_3 e R_4, da una parte, e il punto stabilizzatore R_5, R_6 e R_7 dall'altra parte;

— le resistenze R_9, R_{10}, R_{11} e R_{12} di 1 Ω ciascuna, sono rispettivamente destinate al bloccaggio, per mezzo degli emettitori, dei transistori T_1, T_3, T_4 e T_5;

— la impedenzina B inserita nel circuito dell'altoparlante è costituita da un supporto L.I.P.A. di 8 mm. di diametro, senza nucleo, con 29 spire di filo di 0,2 mm di diametro, rame-seta. L'avvolgimento è rinforzato da una lamінetta di crisocal di 5 mm di larghezza. A titolo indicativo la fig. 4*a* mostra la variazione d'impedenza della bobina bloccata dell'altoparlante in funzione della frequenza. La curva 4*b* conferma che l'impedenza della bobina B varia approssimativamente di 1/10 dell'impedenza dell'altoparlante. La componente ohmica della bobina B è circa 0,4 Ω;

— il condensatore C_2 elimina sgradevoli rumori quando si mette l'apparecchio sotto tensione;

— i potenziometri P_1 e P_2 sono doppi, a comandi accoppiati, le loro funzioni sono rispettivamente di regolare il volume e di equilibrare l'amplificazione dei due canali.

La messa a punto dell'amplificatore necessita solo della regolazione del potenziometro P_3 al fine di fissare la corrente di riposo dei transistori T_1 e T_2 ad un valore prossimo a 50 mA.
L'alimentazione rappresentata in fig. 5 è sufficiente per ottenere una tensione di 25 V sufficientemente filtrata e di

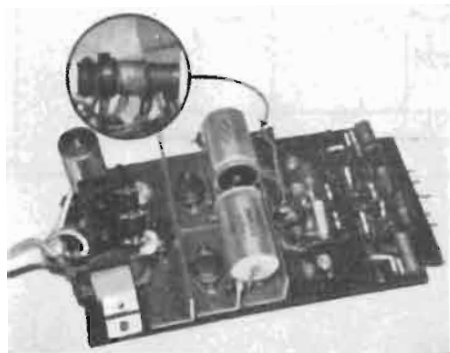
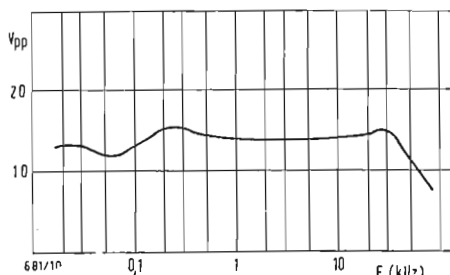



Fig. 6 - Tensione ai terminali dell'altoparlante in funzione della frequenza.

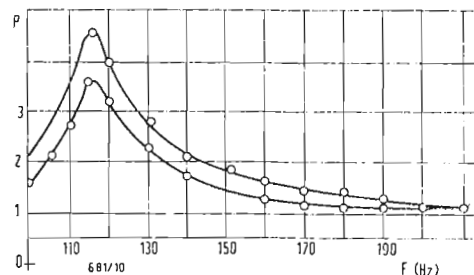
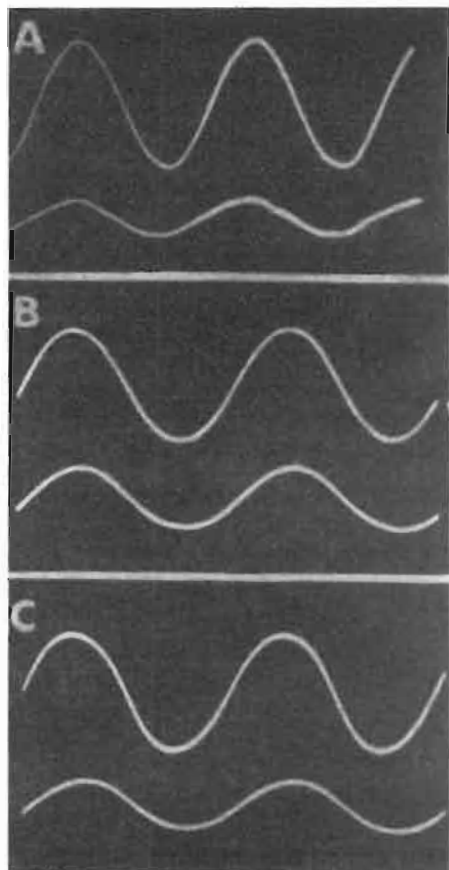
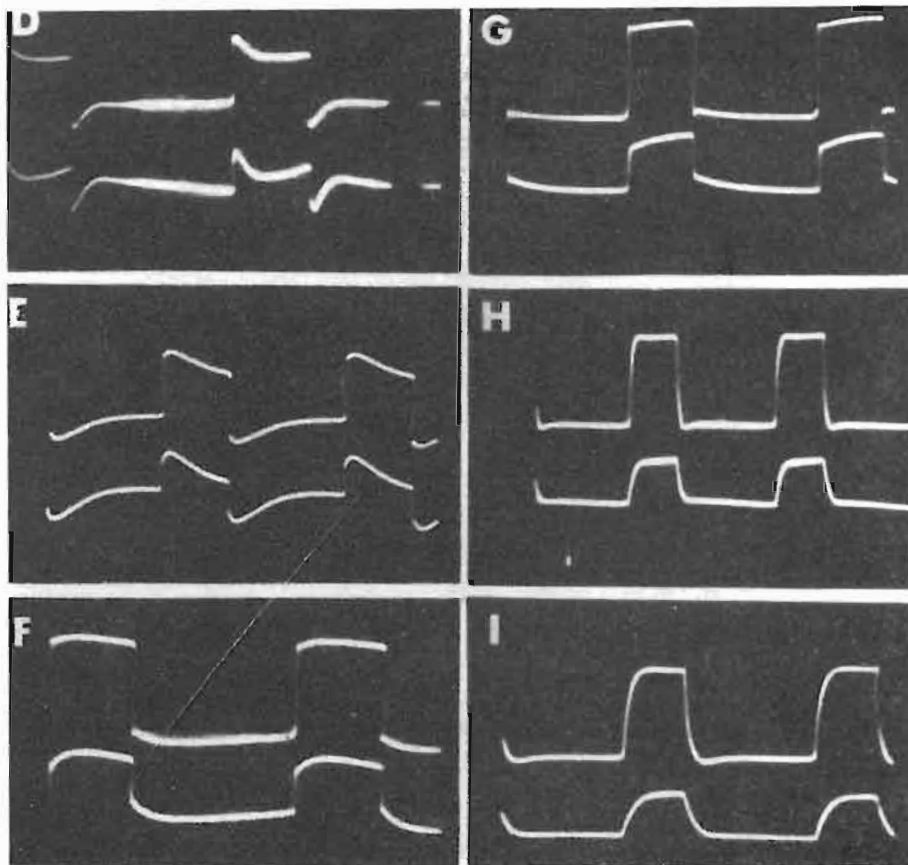



Fig. 7 - Pressione acustica in funzione della frequenza.

Gli oscillogrammi A (45 Hz; 5 ms/div.), B (1 kHz; 0.2 ms/div.) e C (20 kHz; 10 µs/div.) sono stati rilevati in regime sinoidale. Il segnale di grande ampiezza rappresenta la tensione ai capi della bobina (5 V/div.), e il secondo segnale rappresenta la corrente che l'attraversa (1 A/div.).
Gli oscillogrammi di tensione (curva superiore) e di corrente (curva inferiore) sono stati ricavati con l'altoparlante fissato su schermo acustico di 60 × 60 cm, per le frequenze di 30 Hz (D), 100 Hz (E), 300 Hz (F), 1 kHz (G), 5 kHz (H) e 10 kHz (I). A 30 Hz la velocità della bobina è « rettangolare »; al di sopra di 15 kHz, si noterebbe un'integrazione di segnale dovuta a C_4, che può essere ridotto a 33 pF.

bassa resistenza interna. Il transistore T8 (ASZ15) fornisce una tensione che rimane all'emettitore, qualunque sia l'erogazione, molto vicina a quella della base, la quale è rigorosamente disaccoppiata da C5.

4. - RISULTATI OTTENUTI

In media è disponibile una potenza elettrica di 3 VA sotto 25 V di alimentazione, e di 4 VA sotto 30 V senza filtraggio. Due curve consentono di farsi un'opinione sulle possibilità di questo amplificatore: la prima non è altro che un rimaneggiamento della tradizionale curva di risposta. La fig. 6 rappresenta la tensione di uscita punta-punta per una tensione di entrata sinoidale di 0,13 V_{eff}. Poichè l'altoparlante è evidentemente sempre connesso per tutte le misure, esso « assorbe » in queste condizioni una potenza di 3,8 VA a 1 kHz.
La seconda caratteristica, fig. 7, confronta la pressione acustica prodotta dall'altoparlante (fissato per questa misura su uno schermo acustico piano di 60 × 60 cm.) per oscillazioni in prossimità di una risonanza, quando l'amplificatore è provvisto, o no, dell'induttanza *B*. La tensione applicata all'entrata dell'amplificatore è regolata per l'energia irradiata nei due casi, e deve essere a 210 Hz.
La tensione generata da un microfono posto a 1 m. davanti al cono conferma che si ottiene un migliore smorzamento col sistema qui adottato di asservimento della bobina mobile.

5. - CONCLUSIONI

Senza dubbio è possibile realizzare un asservimento più rigoroso. È forse più logico pilotare il motore dell'altoparlante in modo che la pressione acustica irradiata sia conforme alla tensione fornita dal fonorivelatore?
Ma, in modo perfettamente evidente i risultati ottenuti giustificano già l'adozione di uno schema la cui semplicità consente una facile realizzazione e ognuno potrà apprezzare auditivamente i pregi.

6. - BIBLIOGRAFIA

[1] J. Dubois: *Studio critico e realizzazione di un amplificatore di alta fedeltà a contro reazione di tensione, funzione della velocità della bobina mobile.* Toute la Radio, febbraio 1959.
[2] Y. Brette e L. Perrin: *La catena di asservimento della pressione acustica.* Toute la Radio, marzo-aprile, maggio, giugno 1961.
[3] R. Tobey e J. Dinsdale: *Preamplificatore di alta fedeltà a transistori.* Wireless World, dicembre 1961. *A*

dott. ing. Antonio Calegari

Note su un fonorivelatore a braccio tangenziale*

Da qualche tempo, presso tutti gli appassionati dell'alta fedeltà, si è di nuovo posta la questione del braccio tangenziale. Ma se questo solleva parecchie discussioni, pochissimi discofili in verità hanno avuto l'occasione di vederne uno da vicino e tanto meno di procedere a prove comparative. Riportiamo uno studio che consentirà ai nostri lettori di conoscere i pregi ed anche gli inconvenienti di questo nuovo complesso di riproduzione.

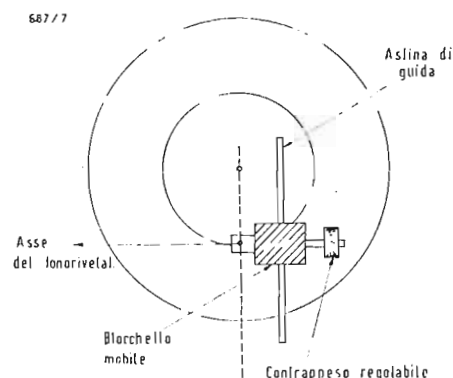



Fig. 1 - Il braccio tangenziale si compone essenzialmente di un blocchetto mobile, che serve da supporto al fonorivelatore, e da un'astina di guida sulla quale si muove il blocchetto.

Braccio tangenziale alzato, applicato a un giradischi.

1. - PRINCIPIO

Nel caso dell'uso di un braccio di fonorivelatore classico articolato intorno a un asse di oscillazione verticale, il punto di lettura si sposta sopra un arco di cerchio. Perciò, il piano verticale contenente l'asse della testina di lettura non può essere (come avviene nel caso della registrazione) tangente ai solchi successivi di un disco considerato.

Questa discordanza, in un dato punto di un disco, tra la posizione della puntina di registrazione (in incisione) e quella della puntina del fonorivelatore (in riproduzione) è designata coll'appellativo di *errore di pista o di tangenzialità*; essa è definita per mezzo dell'angolo formato dalla tangente al solco, coll'asse della testina di riproduzione. In pratica, essa dà luogo ad una distorsione di riproduzione, specialmente per 2ª armonica. Quest'ultima è proporzionale al quoziente dell'angolo di errore di pista al raggio del solco inciso; perciò si usa generalmente scegliere di annullare questo errore di pista sulla spira finale del disco.

Così facendo, è certo che in tutte le altre zone del disco, l'errore di pista non può essere annullato, ma semplicemente ridotto ricorrendo a vari artifici: braccio di grande lunghezza, o ripiegato e caratterizzato da un certo superamento.

Da qui l'idea di far ricorso (per sopprimere ogni errore di pista, e in conseguenza ogni distorsione in riproduzione) ad un braccio di fonorivelatore permettente alla puntina del rivelatore stesso di spostarsi ul disco secondo un raggio, esattamente come in registrazione.

Da qui è sorto il braccio tangenziale il cui schema è dato in fig. 1 e al quale si ispira precisamente il modello studiato qui di seguito. Come ci si può rendere conto, un simile braccio è di una semplicità evidente: si compone essenzialmente di un blocchetto mobile funzionante da supporto al fonorivelatore, e di un'astina di guida sulla quale si sposta il blocchetto e permettente alla puntina riproducente di presentarsi sempre tangenzialmente alle spire del disco.

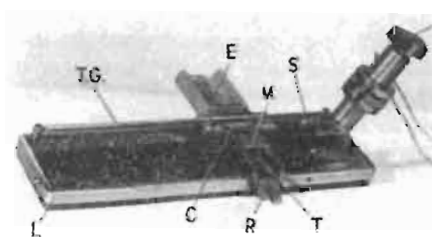
2. - UN ESEMPIO PRATICO

L'aspetto di un braccio di fonorivelatore tangenziale è molto diverso da quello di un modello classico: ne sono una prova le foto qui riprodotte. Quanto al suo uso, se esso non solleva quasi difficoltà, esso arrischia tuttavia di sorprendere i non iniziati, poichè il braccio rimane, in realtà, inclinato al di sopra della piastra del giradischi, quando si mettono in posto o si tolgano i dischi. Queste sono però cose alle quali ci si abitua molto presto; ma ciò che stupisce di più, è il modo con cui sono ottenute le articolazioni e la traslazione del supporto mobile portatore della testina.

Nel caso che ci interessa, lo spostamento del carrello mobile è ottenuto per mezzo di due rullini sagomati e rettificati, che si appoggiano sopra un'astina guida di sezione circolare. Per ricondurre le forze di attrito ad un valore accettabile, i tecnici, che hanno realizzato questo braccio hanno impiegato un sistema provato nella tecnica dell'orologeria: e così che hanno usato dei supporti a rubini, e ciò non solo per assicurare la rotazione dei galletti suddetti, ma anche per ottenere l'articolazione nel senso verticale dell'insieme blocco mobile e fonorivelatore; l'asta guida, che termina con due conetti rettificati, si appoggia infatti su due supporti a rubini, acconsentendo la rotazione con uno sforzo minimo.

Adottando queste precauzioni, le forze di attrito relative allo spostamento orizzontale del carrello mobile hanno potuto essere riportate a 0,3 g circa, il che è poco per un braccio di questo

(*) *Toute l'Electronique*, marzo-aprile 1965, pag. 123.

Elegante complesso braccio-giradischi con zoccolo e coperchio trasparente. Braccio posato, in posizione di riproduzione.

Braccio tangenziale visto di sotto. Si vedono nettamente: l'asta di guida T-G; il supporto mobile *C*, che sostiene l'astuccio amovibile *E* ed equilibrato con rondelle di contrappeso *R*; la forza di appoggio è determinata dalla posizione dell'asta di scorrimento *T* usata per spostare la massa di regolazione *M*; *S* vite che permette la regolazione del parallelismo dell'incastellatura; *I* interruttore di messa in marcia del motore.
In primo piano: barra della leva (*L*) del sistema di posa indiretta del fonorivelatore.

genere; quanto alle forze di attrito che si manifestano all'articolazione verticale del fonorivelatore, sono un po' più piccole, poichè eguagliano 0,2 g. Queste cifre, lo vedremo un poco più avanti, condizionano l'elasticità massima del fonorivelatore da impiegare in unione con questo braccio di riproduzione.

Ecco l'essenziale per le parti in movimento: diversi aggeggi sono stati aggiunti a questi elementi base, per rendere il più possibile agevole l'uso di questo braccio di fonorivelatore. Citiamo dapprima il meccanismo di posa indiretta del fonorivelatore, permettente all'utente di portare, con tutta la dolcezza necessaria, la puntina lettrice in contatto con la superficie del disco. Ricordiamo poi l'interruttore combinato col gruppo meccanico principale (incastellatura): alzando quest'ultimo per mettere o togliere un disco sul piatto, si interrompe automaticamente il circuito elettrico del motore di avviamento.

In questa stessa incastellatura, si dispone, tra l'altro, di una livella ad acqua destinata a verificare l'orizzontalità dell'insieme, e di un indice mobile, che si sposta di fronte a riferimenti corrispondenti ai vari diametri dei dischi normali: questo indice essendo munito di un aggetto, è possibile posizionare con grande precisione il carrello mobile, in modo che, portando la puntina del fonorivelatore in contatto col disco, questo cada esattamente nel primo solco.

3. - REGOLAZIONE MESSA A PUNTO

Il montaggio del braccio tangenziale sopra un giradischi si fa nel modo più semplice. L'installazione non richiede infatti, che di praticare un unico buco di 16 mm, disposto a 200 mm dal centro del piatto giradischi (fig. 2). Avendo posto in questo foro l'asta (o colonna) filettata di fissaggio, ed avendo regolato in altezza il complesso per mezzo di due dadi disposti su questo stelo, occorre posizionare il gruppo principale (incastellatura). Ci si serve, per questo, del calibro di centraggio in legno fornito col complesso e che si dispone come indicato in fig. 2 (cioè con l'incavo appoggiato all'angolo sinistro dell'incastellatura).

Fatto questo aggiustaggio, si deve regolare l'altezza del complesso in modo che la distanza *B* (fig. 3), fra la sommità dell'incastellatura e la superficie del disco, sia superiore di 7 mm rispetto alla distanza *A*; ciò presuppone che il fonorivelatore sia stato precedentemente messo in posto nell'astuccio asportabile e posizionato esso pure in altezza per mezzo di rondelle opportune. Arrivati a questo punto, si bloccherà per mezzo di una piccola leva metallica fornita dal costruttore, i due dadi di serraggio della colonna filettata di fissaggio. Poi, per mezzo della vite *S* disposta sotto l'incastellatura, si porterà quest'ultima ad essere esattamente parallela alla superficie del disco. Ciò fatto, senza toccare il braccio riproduttore, si verificherà, con la livella ad acqua incorporata, l'orizzontalità del portadischi, che dovrà essere ritoccata se ce ne fosse bisogno.

L'ultima operazione consiste nell'ottenere l'equilibratura statica del complesso carrello mobile-fonorivelatore, che deve essere stato in precedenza posizionato in modo che la puntina affiori anteriormente all'astuccio. Per fare questo, tirare a fondo indietro, la leva *T* in modo che il riferimento *O* si trovi esattamente sotto al piccolo indice *I*, disposto al livello delle ranelle di equilibratura *R*. Togliere la vite *V* e infilare su questa un certo numero di rondelle fino ad ottenere l'equilibrio, nel senso verticale, del blocchetto mobile por-

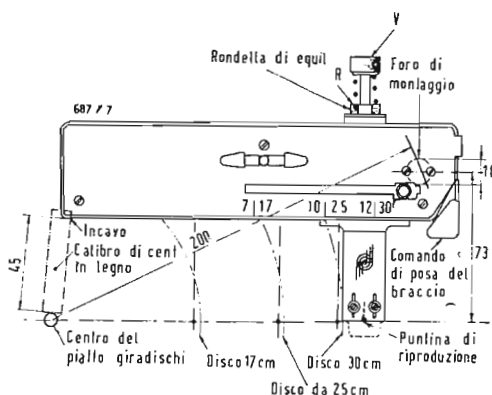



Fig. 2 - Il montaggio del braccio tangenziale sopra un giradischi non richiede che di praticare un unico foro di 16 mm. di diametro, disposto a 200 mm, dal centro del piatto porta dischi.

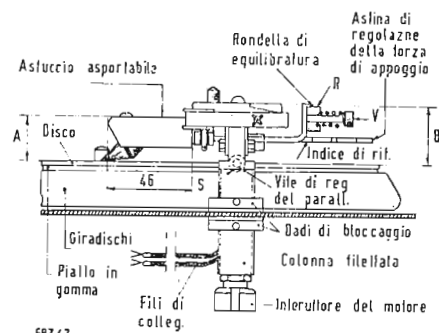



Fig. 3 - Particolari delle regolazioni. Si procede dapprima alla regolazione in altezza, poi alla regolazione del parallelismo e infine a quella dell'equilibratura statica dell'insieme carrello mobile-fonorivelatore.

tante la testina di lettura. Per ottenere la forza di appoggio desiderata, non resta ora che da rimettere l'astina T ed a riportare contro l'indice I una delle cifre segnate su quest'asta e corrispondente alla forza di appoggio, in grammi, desiderata.

Si potrà poi procedere ad un'ultima verifica che si effettuerà per mezzo di un apposito cartone (provvisto di un foro nel quale si infilerà il perno centrale del giradischi): la puntina del fonorivelatore essendo messa in contatto all'estremità opposta del cartone col tratto disegnato su quest'ultimo, si sposterà il carrello mobile verso il centro del disco e ci si assicurerà che questo segua rigorosamente il tratto traguardato; se così non fosse, bisognerebbe regolare di nuovo la posizione dell'incastellatura principale.

Vista particolare del carrello mobile: E coperchio asportabile; G e G' rullini di scorrimento; R ranelle di equilibratura; M massa di regolazione della superficie di appoggio; T astina di comando.

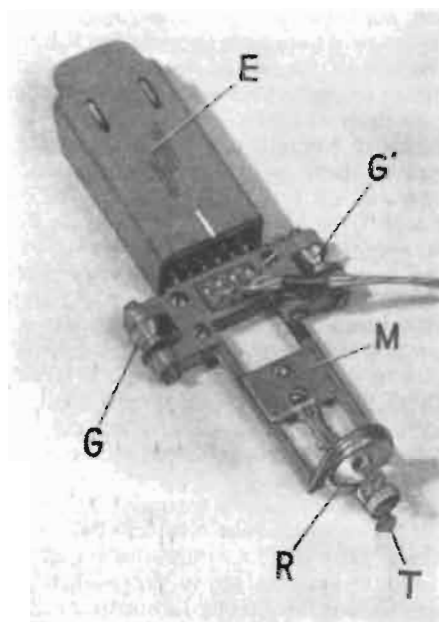
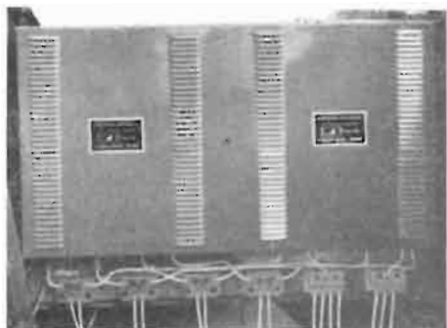
4. - IMPRESSIONI DI INSIEME

Abbiamo detto all'inizio di questo studio che un braccio tangenziale è rigorosamente esente, per il suo stesso principio, da qualsiasi distorsione di riproduzione. Questa non è, per altro, la sua sola qualità: si può infatti portare anche in suo favore l'ingombro ridotto e il piccolo momento d'inerzia (nel senso verticale) dell'insieme carrello mobile-fonorivelatore. Sono queste qualità che non dovrebbe essere questione di discutere e, poichè invece lo si deve, conviene porle all'attivo del modello considerato.

Rimangono gli inconvenienti: affrettiamoci a dirlo, essi sono piccoli. C'è dapprima, ed è evidente di per sè, la questione dell'accessibilità al piatto porta disco: come mostra una delle nostre fotografie, bisogna infatti far scivolare il disco sotto al braccio rialzato. Certamente ciò non è difficile, ma la manovra richiede pure qualche attenzione.

Ci sono poi le forze di attrito; l'abbiamo visto, nel caso di spostamento orizzontale del carrello, esse raggiungono 0,3 g.

Prove ripetute ci hanno mostrato che, in queste condizioni, se non si voleva affaticare esageratamente l'equipaggio mobile, bisognava non superare per quest'ultimo una cedevolezza di $5 \cdot 10^{-6}$ cm/dine (almeno nel caso di un tipo stereofonico). Indubbiamente, con fonorivelatori aventi un coefficiente di elasticità di $10 \cdot 10^{-6}$ cm/dina è ancora possibile ottenere eccellenti risultati, ma, alla lunga, l'equipaggio mobile essendo tirato permanentemente verso l'interno, potrebbe darsi che si manifestassero deformazioni in esso, comportanti distorsioni in riproduzione, specialmente in stereofonia, per mancata simmetria; l'utente si trova così un poco limitato nella scelta dei fonorivelatori adatti. Per ciò che riguarda il momento d'inerzia del complesso i risultati sono eccellenti: si sono potuti riprodurre dischi velati con una grandissima sicurezza, la puntina riproducente non avendo mai avuto tendenza ad abbandonare il solco. Quanto alle risonanze parassite, nessuna cade nella gamma udibile; con un fonorivelatore di cedevolezza $5 \cdot 10^{-6}$ cm/dina, la risonanza bassa dell'insieme si verifica infatti intorno ai 18 Hz.

Un rombo dannoso non è quindi da temere, la « punta » corrispondente a questa frequenza non essendo che di 3 dB.

Quest'anno alla Mostra della Radio è stato installato un centralino elettronico che distribuiva i segnali TV, 1° e 2° programma più quello svizzero a tutti gli espositori.
Tutti e tre i segnali erano perfetti. L'impianto è stato realizzato dalla Lionello Napoli.

Lo yacht del Principe Ranieri su cui è montata una antenna TV omnidirezionale multibanda "Lionello Napoli".

L'Editore della Editrice Il Rostro, insieme col Direttore de "l'antenna", coi redattori, collaboratori e dipendenti tutti, partecipa al vivo dolore del Collega Angeletti e a quello della famiglia per la perdita della cara Annamaria, spentasi il 10 settembre scorso, a soli 28 anni.

0740 – *Sig. B. Fazzi – Bologna.*

D. Vi chiedo la descrizione completa del sintonizzatore LT110 della Scott, il sintonizzatore KM60 della Fischer, dell'amplificatore LK48 della Scott e dell'amplificatore KX100 della Fisher. Del sistema completo di altoparlanti Jensen TR9 e del sistema KS1 e KS2 della Fisher; del giradischi a braccio professionali della Thorens. Vorrei mi consigliaste un pick-up adatto alla qualità degli altri componenti sopra richiesti. Vorrei sapere anche chi vende tali prodotti in Italia.

R. Le inviamo:
1) *Descrizione del preamplificatore, amplificatore Fisher stereo* X100, 50 W, in lingua francese (disponibile anche in tedesco e spagnolo).
Completiamo coi seguenti dati tecnici:
Potenza musicale 50 W (IHFM st., entrambi i canali); potenza efficace con distorsione 0,5 % a 1 kHz: 24 W, canali pilotati separatamente; potenza efficace con distorsione 1 %: 45 W, canali pilotati contemporaneamente; risposta in frequenza uniforme da 20 Hz a 20 kHz entro 1 dB; la risposta del solo amplificatore di potenza si estende da 10 Hz a 75 kHz entro 1 dB; rumore e ronzio totali: entrate alto livello 80 dB; entrate bassolivello 65 dB; sensibilità di entrata: alto livello 300 mV; fono 3,5 mV; fattore di reazione: 22 dB; fattore di smorzamento 8; controllo dei bassi: 22 dB totale (50 Hz); controllo degli acuti: 20 dB totale (a 10 kHz); impedenze di uscita: 4, 8, 16 Ω (per ciascun canale); dimensioni 39 × 32 × 12 cm. circa; peso: 11 kg. circa.
Sul n. 1, gennaio 1964 de l'« antenna » alle pag. 32-37 è riportata un'ampia descrizione con lo schema elettrico dell'amplificatore X100 Fisher.
2) Sintonizzatore Fisher KM60 a larga banda per la ricezione di programmi stereofonici e MF multiplex con fascio stereo esclusivo (indicatore di trasmissione MF stereo) sempre in funzione.
Dati tecnici:
Sensibilità: 0,6 μV (20 dB in riposo con antenna 72 Ω); sensibilità utile 1,8 μV (IHFM st); rapporto segnale disturbo: 70 dB (a 100 % di modulazione); selettività 60 dB; distorsione armonica MF: minore dello 0,5 % (a 400 Hz; modulazione 10 %); risposta ad audio frequenza uniforme entro ± 1 dB, da 20 Hz a 15 kHz (dopo deenfasi); tensione nominale max di uscita 2 V; 11 tubi, 12 diodi, raddrizzatore al selenio; dimensioni 39 × 12 × 33 cm. circa; peso 8 kg. circa.
3) *Complesso altoparlanti a 3 vie* KS1 *Fisher*:
Woofer: ⦰ 25 cm. pistone libero; risonanza in aria libera 30 Hz; bobina mobile ⦰ 38 mm.; magnete Kg. 2 circa; induzione 10.000 gauss; altoparlante note centrali: ⦰ del cono 127 mm.; chiusura metallica saldata posteriormente; tweeter: ⦰ 76 mm. cono ad ampia diffusione; crossover: tipo LC a 3 vie con bobine in aria; frequenza di incrocio 1400 e 5000 Hz; impedenza 8Ω; risposta in frequenza da 40 Hz a 18,5 kHz; potenza di eccitazione minima 10 W, massima musicale 60 W; mobile 46 × 61 × 15 cm. circa; peso kg. 12 circa.
4) *Complesso altoparlanti a 3 vie* KS2 *Fisher*:
Woofer: ⦰ 30 cm. pistone libero; risonanza in aria libera 25 Hz; ⦰ bobine mobili 51 mm; magnete 2,7 Kg.; induzione maggiore di 10.500 gauss.
Altoparlante delle note centrali: come per KS1.
Tweeter: ⦰ cono 76 mm.: metallicamente chiuso; capsula emisferica a protezione della bobina mobile ⦰ 25 mm.; magnete 0,9 kg.; induzione 12.000 gauss.
Crossover: circuito a 3 vie tipo LC con bobine in aria: frequenze d'incrocio 1200 e 2800 Hz; controllo del livello variabile degli acuti. Impedenza 8 Ω; risposta in frequenza da 35 Hz a 18 Hz; potenza di eccitazione minima 10 W; massima 60 W musicali; dimensioni 51 × 64 × 17 cm. circa; peso 16 kg.
5) *Complesso altoparlanti a 3 vie* TR9 *Jensen*.
Woofer: Flexair C10-QF ⦰ 25 cm; risonanza 30 Hz fino a 600 Hz.
Altoparlante note centrali: P8-UM ⦰ 20 cm; da 600 a 4000 Hz; per il massimo effetto di presenza.
Tweeter: E10 Sono-Dome ultra Tweeter, da 4 kHz in avanti, con diaframma direttamente radiante a settore sferico fenolico.
Crossover: con frequenze di incrocio a 600 e 4000 Hz; potenza max 25 W; potenza minima di eccitazione 10 W; impedenza 8 Ω; circuito di bilanciamento delle alte frequenze a variazione continua; mobile acustico basssuperflex brevettato caricato con condotto; risposta in frequenza da 30 Hz a oltre l'udibilità; dimensioni 34 × 60 × 14 cm. circa.
5) Consigliabile la cartuccia General Electric VRII 4G usata dalla stessa Thorens per il rilievo dei dati tecnici dei suoi giradischi TD124, TD134 e TD184. I prodotti Fisher sono in esclusiva presso la Larir International S.p.A., Milano, V.le Premuda, 38/a, che pure tratta testine fonografiche e che ha recentemente cessato di rappresentare la casa Scott. Quest'ultima è rappresentata anche dalla Windsor Electronic Corporation S.r.l., Roma, Via Nazionale, 230 alla quale Le consigliamo di rivolgersi direttamente. la testina VRII4G è reperibile anche presso la Siprel rappresentata a *Bologna* da Bendandi, Via Marconi, 51.
Vogliamo chiarire che non abbiamo cambiato rotta circa la pubblicazione di descrizioni dettagliate di complessi Hi-Fi; quando veniamo in possesso di un opuscolo interessante lo pubblichiamo (con le debite autorizzazioni) ma noi siamo tributari dei rappresentanti delle Case estere e nazionali e non disponiamo (come non disponemmo mai) di un laboratorio che ci permetta di affermare le qualità buone o scadenti di un prodotto.
La tendenza è di fornire istruzioni, schemi e descrizioni solo a chi acquista gli apparecchi, dato che il cattivo uso fatto dal pubblico di quelli prodigati in passato ha portato a una serie di inconvenienti per i fornitori e di delusioni per gli autocostruttori.
Ad onta di ciò seguiteremo a pubblicare articoli che interpretano i desideri dei lettori non appena ci si presenterà l'occasione.

a. f.

0741 – *Sig. Bazzotti R. – Mantova*

D. Intendo realizzare un espansore di volume da applicare al mio complesso HI-FI.
1) Vorrei conoscere lo schema elettrico con i valori dei componenti dell'espansore dinamico Fairchild « Compander » menzionato in « l'*antenna* » n° 4/1962 per cortese concessione della Prodel.
2) Riferendomi allo schema (fig. 2) in « Alcune note sugli espansori ad HI-FI di G. Nicolao » (Alta fedeltà n° 3/1958) faccio presente che il collegamento placca I sezione, griglia II sezione ECC82 contiene un errore. Posso poi sostituire il tubo EAA91 con due raddrizzatori JHS-IN34A Silvania in mio possesso?
3) Il circuito amplificatore-raddrizzamento in oggetto mi servirà per pilotare un occhio magico, la cui luce andrà ad impressionare la fotoresistenza di un partitore, sostituzione di un potenziometro, che diventerà automaticamente variabile entro certi limiti.

Quale tipo di indicatore e di fotoresistenza conviene usare, essendo le cellule al S.d.C. poco sensibili alla luce verde e azzurra?

Gradirei inoltre che la questione venisse trattata in uno dei prossimi articoli della rivista.

R. 1) Non essendo in possesso dello schema del « Compander » Fairchild, ne abbiamo fatto richiesta alla Prodel, che ci ha rimandato alla Soc. Audio (Torino - Via Goffredo Casalis, 41), alla quale abbiamo girato la richiesta, ma siamo tutt'ora in attesa di una risposta. Non appena questa risposta ci sarà pervenuta, gliene comunicheremo il contenuto anche se negativo.

2) Sta bene la correzione da Lei rilevata per la fig. 2 del n° 3/1958 di « Alta fedeltà ». Non vediamo difficoltà a sostituire i diodi 1N34A al doppio diodo EAA91.

3) Il suo intento ci lascia un poco perplessi; è certo che la regolazione ch'ella intende conseguire non sarà molto pronta, perchè la radiazione dell'intensità di luce irradiata dall'occhio magico è molto modesta. Sarebbe comunque necessario un sistema ottico per convogliare detta radiazione all'elemento fotoresistente. Fra gli occhi magici di uso corrente l'EM84 Philips ci sembra consigliabile per la brillantezza e l'estensione della striscia luminosa. Purtroppo in commercio si trovano solo fotoconduttori al solfuro di cadmio; tra questi l'ORP30 Philips dovrebbe rispondere a sufficienza.

4) L'espansione di volume, di gran moda 25 anni fa, ha perso molta della sua importanza, perchè la dinamica di incisione dischi è andata sempre crescendo, rendendo quasi inutile l'impiego dell'espansore di volume, che tra l'altro, può introdurre inconvenienti. Tuttavia, se ne avremo la possibilità, pubblicheremo un articolo dedicato a questo argomento. *(a. f.)*

*0742 - **Sig. Avv. Manni G. - Roma***

D. Vorrei acquistare un complesso HiFi. 1) Radio/amplificatore; 2) Giradischi automatico; 3) Altoparlanti, e desidererei sapere:

A) Per una capera di 3,4 × 4,5 × 3,5, quale è l'optimum della potenza di uscita che deve avere l'amplificatore (10 + 10 W) e la risposta di frequenza migliore nonchè quale deve essere la sensibilità e la selettività del tuner, quale tipo di quale marca da ottimi risultati con il prezzo di L. 150.000-250.000.

B) Ho sentito parlare di bilanciatori dei sistemi streo, soppressori del fruscio e di equalizzatori delle caratteristiche di registrazione e vorrei sapere quali tipi si adattano all'amplificatore ricevitore che mi avrete consigliato.

C) Il tipo e la marca del cambiadischi, del braccio e del fonorivelatore per avere il migliore rendimento L. 50.000-250.000.

D) Quale gruppo di altoparlanti accoppiare al tutto.

R. *A)* La potenza di 10 + 10 W per l'ambiente da Lei indicato è più che sufficiente; tuttavia gli amplificatori stereo di alta classe presentano sempre potenze maggiori. Un buon complesso sintonizzatore-amplificatore è quello formato dai seguenti apparecchi della Heatkit:

1) Sintonizzatore mod. AJ32 per ricezione in MA, in MF ed in MF stereo, L. 117.000. *Sezione MA*: onde medie, sensibilità 10 μV a 1400 kHz, 40 μV a 600 kHz; banda passante (selettività) normale 7 kHz, massima 12 kHz; uscita 1 V, distorsione minore 1 %. *Sezione MF*: gamma 88 ÷ 108 MHz; uscita 1 V per ingresso 30 μV; distorsione minore 1 %; risposta in bassa frequenza da 20 Hz a 20 kHz entro ± 1 dB. *Sezione convertitore stereo*: risposta da 50 Hz a 15 kHz entro ± 2 dB; separazione canali 30 dB o più a 1 kHz, maggiore di 20 dB a 10 kHz; rumore di fondo −50 dB; uscita 1 V, L. 117.000.

2) Amplificatore stereo AA51: Potenza uscita 14 + 14 W; risposta dello stadio finale da 20 Hz a 20 kHz entro ± 1 dB; distorsione 2 % a 30 Hz e a 15 kHz; intermodulazione 2 % a 14 W per canale; rumore di fondo: fono magnetico −55 dB, sintonizzatore e fono piezoelettrico −55 dB; separazione canali migliore di 45 dB; sensibilità per 14 W di uscita: fono magnetico 4 mV a 1 kHz; fono a cristallo 0,2 V, sintonizzatore e ingressi ausiliari 0,2 V; impedenze di uscita 4,8 e 16 Ω. Doppio controllo di volume, controlli di tono bassi e alti abbinati rispettivamente, L. 86.000.

B) I circuiti da Lei menzionati non sono elementi da aggiungere all'amplificatore, ma sono in generale contenuti (tutti o in parte) nell'amplificatore stesso. Così il bilanciatore stereo, l'equalizzatore della caratteristica di incisione (RIAA se l'apparecchio è americano; CCIR se è europeo), come i regolatori di tono fanno parte del preamplificatore-amplificatore.

I filtri anti fruscio e antirombo non sono presenti in tutti gli amplificatori, ma il 1° può essere sostituito dal controllo degli acuti, il secondo occorre solo nel caso di motore del giradischi che trasmetta induzione e vibrazione alla testina fonografica; se non si manifesta motor boating, il filtro antirombo non serve; quando si è costretti ad adottarlo, lo si fa a malincuore, perchè peggiora la risposta ai bassi.

C) Vari cambiadischi sono oggi disponibili. Il più economico è il Philips AG1015, L. 22.500, più testina stereo magnetodinamica AG3402 (L. 12.000).

Altro apparecchio raccomandabile è il Dual 1006/AM con capsula magnetica stereo DMS900, puntina di diamante. L. 79.500.

Tenga presente che il cambiadischi automatico non è un elemento di alta fedeltà, perchè l'angolo di appoggio della puntina sul disco varia col numero dei dischi in riproduzione, quindi non può corrispondere al valore optinum evidentemente unico. Infatti la grande maggioranza dei giradischi di alta qualità non sono del tipo cambiadischi. Tra i semplici giradischi ottimi sono, tra gli altri, i Thorens (es. TD124) con braccio BTD-12S, che accetta tutte le cartucce normalizzate.

D) Tra le numerosissime possibili combinazioni di altoparlanti, ci limitiamo a citare i seguenti 2 tipi Fisher:

1°) XP-10 a 3 canali woofer ⌀ 15"; 1 altoparlante delle note centrali ⌀ 8"; tweeter emisferico ⌀ 2"; frequenze di incrocio 200 Hz e 2,5 kHz; potenza minima dell'amplificatore 10 W. Impedenza 8 Ω, L. 249.500.

2°) XP-1A a tre canali: 1 woofer ⌀ 12"; altoparlante note centrali ⌀ 5"; tweeter ⌀ 2"; impedenza 8 Ω; filtro di incrocio a 1800 e a 3000 Hz; potenza minima dell'amplificatore 10 W, L. 129.500.

Fra i complessi Jensen, University, Isophon, Riem, AR, Philips, ecc. Ella può trovare qualsiasi combinazione desiderata.

Ricordiamo solo che altoparlanti di alta fedeltà assai economici sono i Philips.

(a. f.)

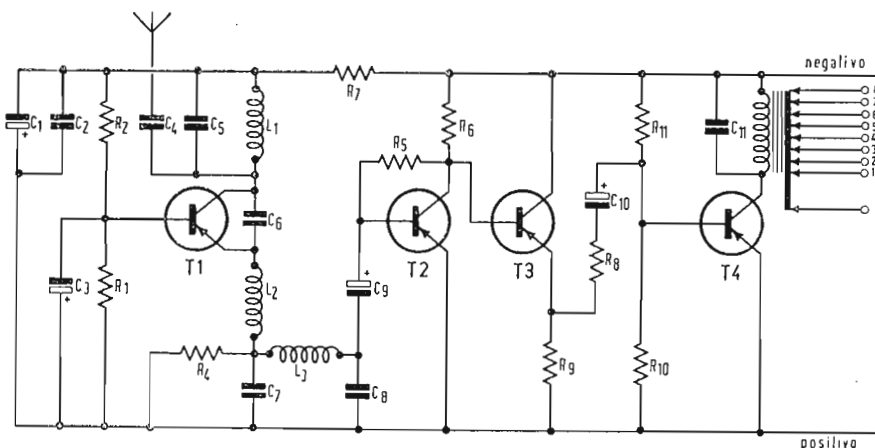



Fig. 1/0742

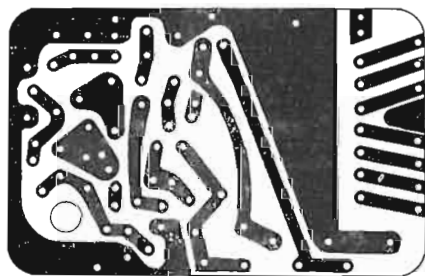



Fig. 2/0743

Fig. 3/0743

0743 – *Sig. Molentino A. – Gorizia*

D. Desidera la pubblicazione dello schema di un trasmettitore per radiocomando a 10 canali e di un ricevitore a 4 canali, modificabile a più canali.

R. Per quanto concerne il trasmettitore a 10 canali penso che la risposta sia superata essendo stato pubblicato nel n° 3/1965 del l'« *antenna* » un *Telecomando d'amatore a* 10 *canali* a cura dell'Ing. *A. Turrini.* Per quanto concerne il ricevitore, in figura 1, riportiamo lo schema dell'*RX Multi* 8 il cui circuito è del tipo superrigenerativo e impiega l'OC170 in alta frequenza, due OC71 in bassa frequenza e un OC72 quale stadio di potenza. Il carico dell'OC72 è costituito da un *banco di lamelle vibranti* del tipo miniatura (25 × × 30 × 15 mm) ad 8 canali a 270 Ω di avvolgimento. Naturalmente adottando un tipo avente caratteristiche similari ma con maggiore e minore numero di lamelle, il circuito funzionerà ugualmente bene (*detto relé, a Milano, è rintracciabile presso la ditta* Movo, P.zza Princ. Clotilde 8). L'*RX Multi* 8 deve amplificare uniformemente tutte le frequenze comprese fra 200 e 500 Hz in quanto che la selezione avviene meccanicamente, per vibrazione cioè delle varie lamelle del banco, che sono differenti l'una dall'altra per peso, lunghezza e perciò di risonanza di oscillazione. Nessuna taratura sarà eseguita sul banco che dovrà essere maneggiato con ogni cura per non comprometterne il funzionamento. La taratura dovrà invece essere effettuata sul trasmettitore, regolando gli appositi micropotenziometri.

La bobina indicata nello schema con L_3 (in origine era una resistenza da 100 Ω) può essere autocostruita avvolgendo 100 spire di filo da 1/10 su un rocchetto. L'apparecchio deve essere montato su circuito stampato come mostrato nelle figure 2 e 3; a tale scopo è sufficiente provvedersi della lastra base, che nella confezione *Prink-kit* è reperibile presso tutte le sedi della *G.B.C.*, tagliare nelle giuste dimensioni, e, riferendoci alla figura 2, porla direttamente sotto di essa segnando con una punta da disegno tutti i fori effettuando, senza tema di errori, la relativa foratura. Forata la piastrina occorre tracciare il circuito usando l'apposito inchiostro contenuto nella scatola *Prink-kit*, attenendosi scrupolosamente alla figura 2 e rispettando soprattutto le distanze fra i vari collegamenti. La piastrina sarà poi immersa nell'acido in modo che questo corroda tutta la superficie di rame non protetta dall'inchiostro. È opportuno fissare prima i componenti aventi minore ingombro, come resistenze e condensatori e per ultimo il banco vibrante. Lo schema di cablaggio è rappresentato in figura 3 visto dal lato dei componenti e perciò con il circuito stampato controluce.

Data la compattezza del circuito, allo scopo di non bruciare le sottili connessioni di rame, è opportuno fare uso di un saldatore di qualche diecina di Watt munito di punta molto fine. Non si dovrà fare uso di pasta saldante. Terminate le operazioni di saldatura è opportuno pulire il circuito con uno straccetto imbevuto di alcool.

Naturalmente non è possibile far circolare nei leggerissimi contatti delle lamelle mobili le correnti abbastanza elevate dei circuiti utilizzatori e di conseguenza è necessario interporre tanti relais (GBC-G/1484) quanti sono i canali di trasmissione. La piastrina per detti relé è rappresentata in figura 4.

Tutto il materiale può essere acquistato presso i negozi della GBC (G.B. Castelfranchi); a tale scopo riportiamo i relativi dati e numero di catalogo: C_1 = 16 μF, 10 V (B/296); C_2 = = 4.000 pF (B/179); C_3 = C_9 = C_{10} = 2 μF (B/335); C_4 = C_6 = 15 pF (B/15); C_5 = 47pF (B/15); C_7 = C_{11} = 10.000 pF (B/179-2); C_8 = 40.000 pF (B/179-5); R_1 = R_2 = 10.000 Ω 1/8 W (D/66-4); R_4 = R_6 = R_9 = R_{10} = 4.700 Ω 1/8 W; R_5 = 0,1 MΩ 1/8 W; R_7 = R_8 = 100Ω 1/8 W; R_{11} = 0,33 MΩ 1/8 W (sempre D/66-4). L_1 = bobina di antenna (O/200-1); L_2 = impedenza RF (O/499); L_3 = impedenza RF vedi testo; T_1 = OC170; T_2 = T_3 = OC71; T_4 = OC72. Relais vedi testo.

Le ordinazioni possono essere fatte alla sede centrale della *G B C*, specificando che trattasi del materiale per il montaggio *RX Multi* 8, per spedizione contro assegno.

(*P. Soati*)

0744 – *Sig. Savignano A. – Palermo*

D. Chiede quali siano le norme che regolano l'uso dei radiotelefoni portatili.

R. L'Ispettore Generale Superiore delle Telecomunicazioni ha recentemente diramato la seguente circolare circa l'impiego di ricetrasmettitori di piccola potenza, la cui conoscenza oltre rispondere al suo quesito, sarà particolarmente utile a molti altri nostri lettori.

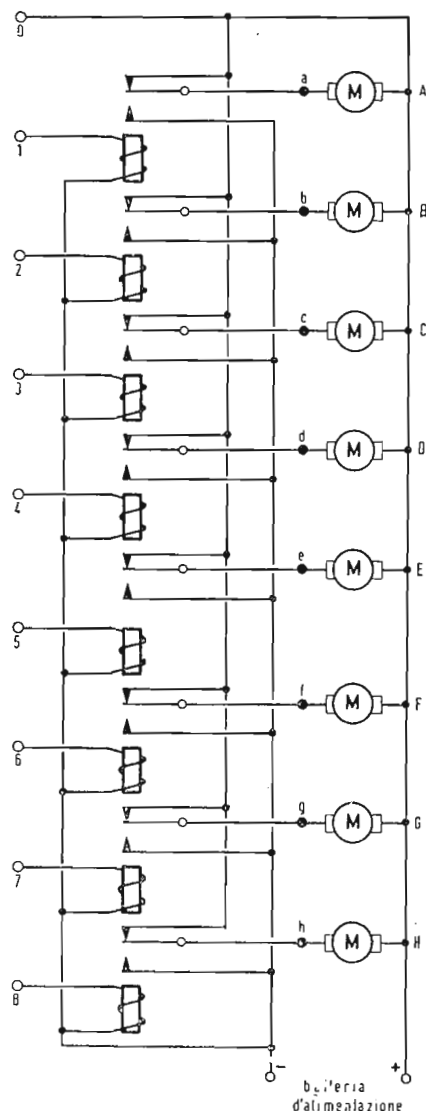



Fig. 6/0743

« La produzione su scala industriale e la conseguente immissione sul mercato di piccoli apparati radiotelefonici destinati a scopi ricreativi determinò la necessità di stabilire le caratteristiche tecniche a cui tali apparecchi avrebbero dovuto rispondere perchè ne fosse consentito il libero impiego senza far ricorso alla complessa procedura prevista dell'art. 251 del Codice P.T. per i ponti radio ad uso privato (consultando il quale troverà la risposta alla seconda parte del suo quesito).
Con nota X1-3-34617 del 16 Novembre 1964 questa Direzione Centrale, fermo restando il principio per cui qualsiasi apparato sia pure di limitata potenza fosse soggetto a concessione Ministeriale ai sensi dell'*art.* 166 *del Codice P.T.*, stabiliva che particolari autorizzazioni al libero impiego di piccoli apparati portatili potessero essere rilasciati a condizione che rispondessero a determinati requisiti tecnici e che il loro uso fosse limitato esclusivamente a scopi di gioco o di svago. Tali autorizzazioni sarebbero state rilasciate dopo la omologazione degli apparecchi da parte dell'Istituto Superiore P.T.
Inoltre, pena la nullità dell'autorizzazione, sugli apparecchi in questione dovranno essere impresse le caratteristiche tecniche e doveva nello stesso tempo chiaramente risultare che trattavasi di giocattoli e che pertanto potevano essere adoperati per scopi puramente ricreativi.
Ciò premesso, poichè risulta allo scrivente che malgrado le disposizioni di cui sopra, radiotelefoni portatili del tipo di cui trattasi, vengono adoperati per usi diversi da quelli per i quali l'autorizzazione è stata rilasciata, si fa obbligo alle ditte costruttive di imprimere sugli apparecchi autorizzati al libero impiego oltre le caratteristiche tecniche anche la dicitura « giocattolo ». Nel caso che apparecchi con gli estremi di cui sopra vengano adoperati per usi diversi da quelli di gioco o di svago (ad es. scientifici, tecnici, sperimentali (!), didattici, commerciali, industriali, ecc.) l'utente sarà soggetto alle sanzioni penali previste dall'art. 178 del codice P.T.
Con l'occasione si fa presente che le caratteristiche tecniche alle quali devono rispondere i ricetrasmettitori di piccola potenza per essere considerati giocattoli hanno subito alcune modifiche e pertanto risultano le seguenti: frequenza di emissione: 29,7 MHz; tipo di emissione: modulazione di frequenza e di ampiezza.
La potenza massima assorbita dal circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore non deve superare i 10 mW in assenza di modulazione.
Di conseguenza, come abbiamo ripetuto più volte su questa stessa rubrica, per poter far libero uso di apparecchiature aventi caratteristiche diverse da quelle previste con la suddetta circolare è necessario essere in possesso della licenza di radio-amatore, limitatamente alle norme che regolano tale attività, oppure attenersi all'articolo del Codice P.T. citato più sopra. Su quest'ultimo argomento maggiori chiarimenti potrà ottenersi rivolgendosi al Ministero delle P.T. - Ispettorato generale - Servizio radio, Roma. (*P. Soati*)

0745 – *Sig. Ing. Garau F. – Sassari*

D. È richiesto lo schema di un apparecchio di produzione giapponese.

R. Purtroppo lo schema relativo all'apparecchio che le interessa non è rintracciabile in Italia. Le consigliamo di rivolgersi direttamente alla casa costruttrice, che ha sede in Tokyo, la quale sovente evade tale richiesta. (*P. Soati*)

0746 – *Sig. Gianfaldoni E. – Livorno*

D. Desidera una copia della rivista l'*Antenna* N. 4 dell'Aprile 1951 nella quale, a pag. 76, è pubblicato lo schema del ricevitore professionale tedesco UKW 27-33 MHz.

R. Purtroppo il numero in questione è esaurito da tempo e nel nostro archivio se ne trova soltanto un esemplare. Qualora le possa interessare la fotocopia di tale schema, la preghiamo di prender accordi con la nostra amministrazione la quale, dietro sua richiesta, le invierà il preventivo delle spese.

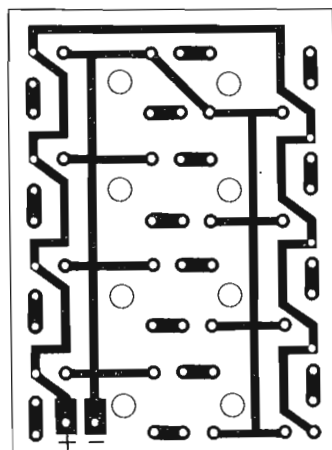



Fig. 4 0743

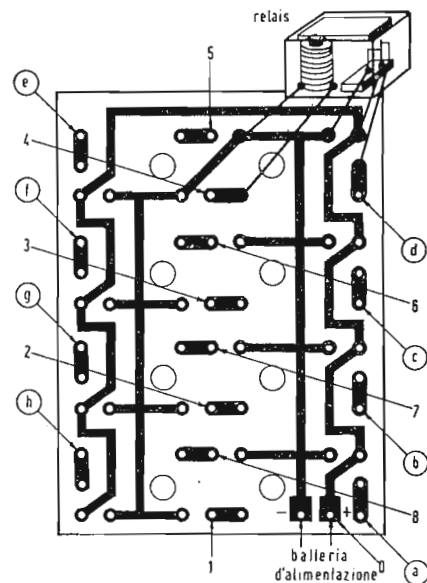
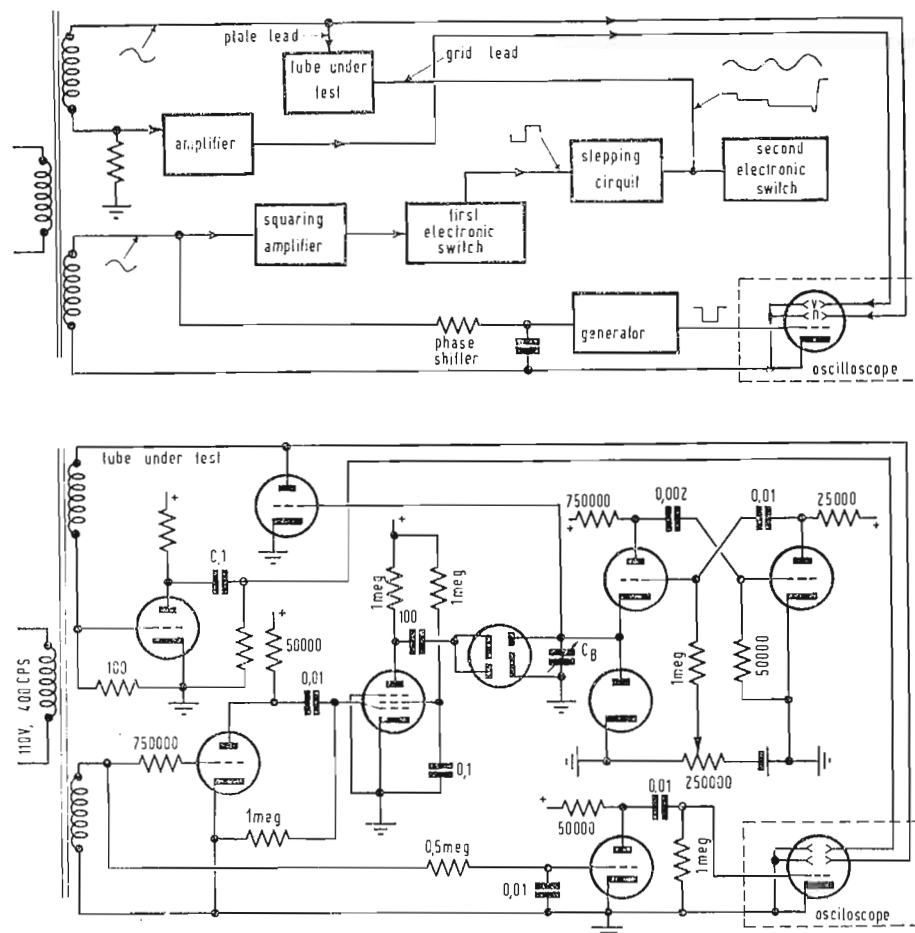



Fig. 5/0743

Fig. 1/0748

0747 – *Sig. Sodani G. – Roma*

D. Chiede alcune notizie circa lo schema elettrico di un phonometro e di tre filtri.

R. Dato che l'argomento in questione le serve per preparare la tesi di laurea, le consigliamo di rivolgersi alle due ditte, delle quali riportiamo l'indirizzo, per farle avere sull'argomento tutte le informazione tecniche possibili, precisando, naturalmente, il motivo della richiesta. Data la loro serietà non mancheranno di esserle d'aiuto. Ditta Ing. S. F Agostino BELOTTI, Piazza Trento 8, Milano. AESSE, Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici, Corso Lodi 47, Milano.
Per quanto riguarda il calcolo dei filtri le consigliamo il volume di A. SUSINI, *Vademecum del tecnico elettronico*, edito dalla casa editrice *Il Rostro*, nel quale l'argomento è stato trattato in modo completo.

(*P. Soati*)

0748 – *Sig. D'Aversa A. – Napoli*

D. Desidera avere delle informazioni circa la possibilità di usare un oscillografo che consenta l'osservazione diretta delle curve caratteristiche di un tubo elettronico, e la segnalazione bibliografica di qualche volume che tratti l'argomento in questione.

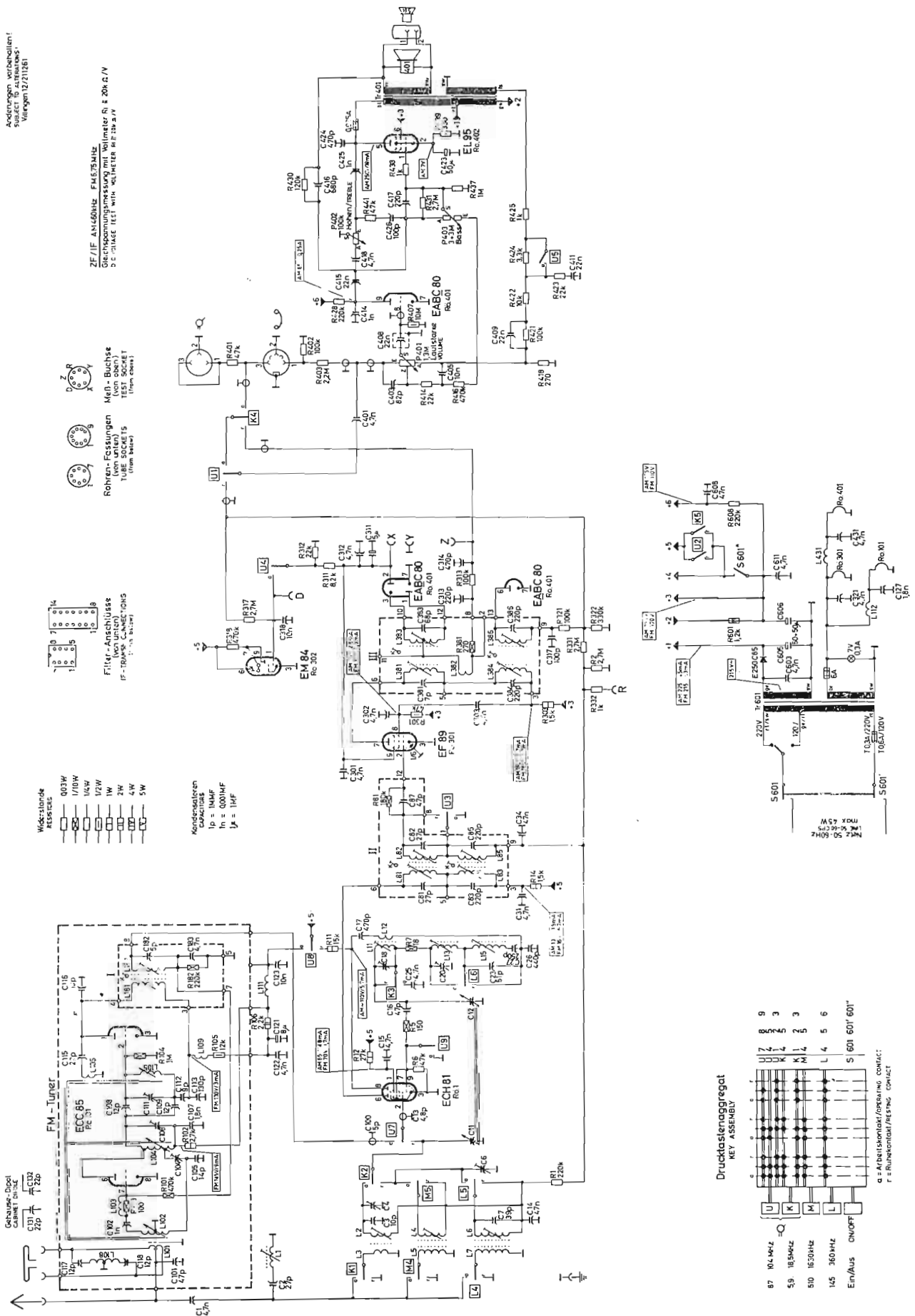
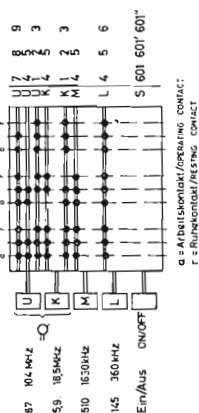
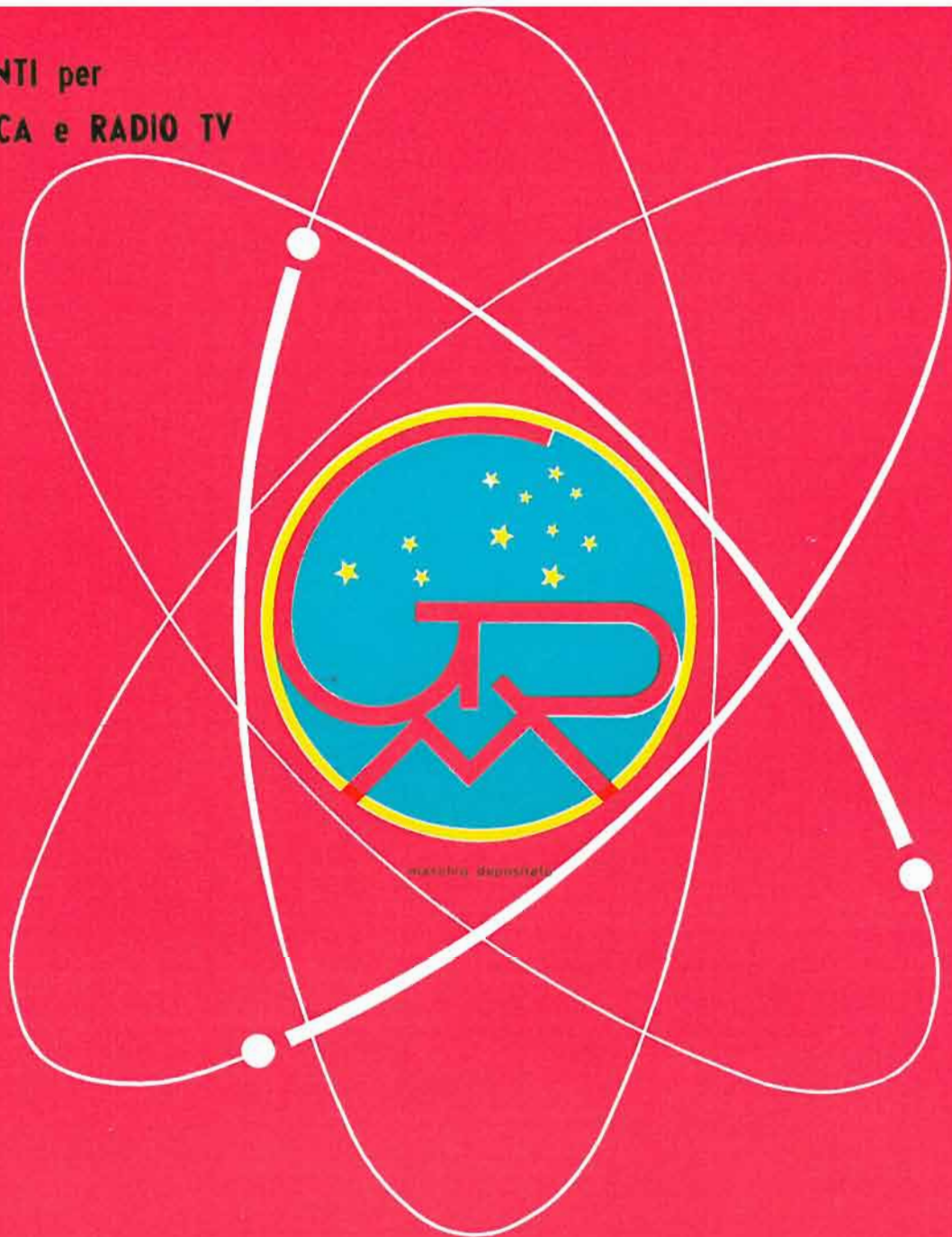
R. Sappiamo che in passato l'argomento relativo alla possibilità di riprodurre le curve caratteristiche di un tubo elettronico sullo schermo di un oscilloscopio è stato oggetto di una memoria da parte della società PHILIPS. Le consigliamo di rivolgersi alla stessa (PHILIPS, Piazza IV Novembre 3, Milano), chiedendo un estratto dell'articolo in questione. Lo stesso argomento è stato trattato ampiamente in *Electronic Manual for Radio Engineers* edito da Mc. GRAW HILL BOOK COMPANY, New York e Londra nel seguente capitolo: *Producing tube curves on oscilloscope. Stapping circuit switches grid voltage after each characteristic curve is traced on cathode ray oscilloscope. In this way a complete family of curves is automatically produced. Equipment makes possible rapid and detailed studies of all factor affecting tube operation, by Henry E. Webking.*

(*P. Soati*)

0749 – *Sig. Monelli A. – Milano*

D. Chiede alcune delucidazioni circa il funzionamento del complesso APX6.

R. Purtroppo non siamo in possesso del manuale relativo all'apparecchio in suo possesso e non ci è possibile procurarglielo dato l'interesse piuttosto blando che dimostrano i nostri lettori per il materiale del surplus che, contrariamente a quanto avviene all'estero, è praticamente inesistente.
Le consigliamo di rivolgersi a: *Techno-Graphic Publications Editors and Engineers Ltd*, 1300 *Kenwood Road, Santa Barbara, California, USA*, editori di una serie di manuali e di opuscoli relativi al *Surplus Radio Conversion Manual*, i quali sono certamente in possesso anche di quello relativo all'apparecchio in suo possesso.

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore SABA Mod. Villingen 12

Supertester 680 C

UNA GRANDE EVOLUZIONE DELLA I. C. E. NEL CAMPO DEI TESTER ANALIZZATORI!!

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

La I.C.E. sempre all'avanguardia nella costruzione degli Analizzatori più completi e più perfetti, e da molti concorrenti sempre puerilmente imitata, è ora orgogliosa di presentare ai tecnici di tutto il mondo il nuovissimo **SUPERTESTER BREVETTATO MOD. 680 C** dalle innumerevoli prestazioni e **CON SPECIALI DISPOSITIVI E SPECIALI PROTEZIONI STATICHE CONTRO I SOVRACCARICHI** allo strumento ed al raddrizzatore! **Ogni strumento I.C.E. è garantito.**

IL SUPERTESTER I.C.E. MOD. 680 C con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt è:
IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !!
IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm. 126x85x28) **CON LA PIU' AMPIA SCALA!** (mm. 85x65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto che con la sua perfetta trasparenza consente di sfruttare al massimo l'ampiezza del quadrante di lettura ed elimina completamente le ombre sul quadrante; eliminazione totale quindi anche del vetro sempre soggetto a facilissime rotture o scheggiature e della relativa fragile cornice in bachelite opaca.
IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO! Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in un nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. **IL TESTER SENZA COMMUTATORI** e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra. **IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI:**

10 CAMPI DI MISURA E 45 PORTATE!!!

VOLTS C. C.:	**7 portate:**	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: **100 mV. - 2 V.** - 10 - 50 - 200 - 500 e 1000 V. C.C.
VOLTS C. A.:	**6 portate:**	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: **2** - 10 - 50 - 250 - 1000 e **2500** Volts C.A.
AMP. C.C.:	**6 portate:**	**50** μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e **5 A.** C.C.
AMP. C.A.:	**1 portata:**	200 μA. C.A.
OHMS:	**6 portate:**	4 portate: Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts 1 portata: Ohms per 10.000 a mezzo alimentazione rete luce (per letture fino a 100 Megaohms) 1 portata: Ohms diviso 10 - Per misure in decimi di Ohm - Alimentaz. a mezzo stessa pila interna da 3 Volts.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms
CAPACITA':	**4 portate:**	(2 da 0 a 50.00 e da 0 a 500.000 pF. a mezzo alimentazione rete luce - 2 da 0 a 15 e da 0 a 150 Microfarad con alimentazione a mezzo pila interna da 3 Volts).
FREQUENZA:	**3 portate:**	0 ÷ 50; 0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	**6 portate:**	2 - 10 - 50 - 250 - 1000 e 2500 V.
DECIBELS:	**5 portate:**	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere le portate suaccennate anche per misure di 25.000 Volts C.C. per mezzo di puntale per alta tensione mod. 18 I.C.E. del costo di L. 2.980 e per misure Amperometriche in corrente alternata con portate di 250 mA; 1 Amp.; 5 Amp.; 25 Amp.; 100 Amp.: con l'ausilio del nostro trasformatore di corrente mod. 616 del costo di L. 3.980, oppure con l'ausilio della Pinza Amperometrica AMPERCLAMP (qui a parte descritta) senza dover aprire od interrompere i circuiti da esaminare.

PREZZO SPECIALE propagandistico per radiotecnici, elettrotecnici e rivenditori **L. 10.500 !!!** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine od alla consegna **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Per i tecnici con minori esigenze la I.C.E. può fornire anche un altro tipo di Analizzatore e precisamente il **mod. 60 con sensibilità di 5000 Ohms per Volt** identico nel formato e nelle doti meccaniche al mod. 680 C ma con minori prestazioni e minori portate (25) **al prezzo di sole L. 6.900** - franco stabilimento - astuccio compreso. Listini dettagliati a richiesta: **I.C.E. VIA RUTILIA 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6.**

Amperometro a tenaglia *Amperclamp*

Per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare !!

Questa pinza amperometrica va usata **unitamente al nostro SUPERTESTER 680 C** oppure unitamente a qualsiasi altro strumento indicatore o registratore con portata 50 μA - 100 millivolts.

* A richiesta con supplemento di L. 1 000 la I.C.E. può fornire pure un apposito riduttore modello 29 per misurare anche bassissime intensità da 0 a 250 mA.

Prezzo propagandistico netto di sconto L. 6.900 franco ns/ stabilimento. Per pagamenti all'ordine o alla consegna omaggio del relativo astuccio.

Prova transistor e prova diodi *Mod. TRANSTEST 662* I.C.E.

Con questo nuovo apparecchio la I.C.E. ha voluto dare la possibilità agli innumerevoli tecnici che con loro grande soddisfazione possiedono o entreranno in possesso del SUPERTESTER I.C.E. 680 C, di allargare ancora notevolmente il suo grande campo di prove e misure già effettuabili. Infatti il TRANSTEST 662 unitamente al SUPERTESTER I.C.E. 680 C può effettuare contrariamente alla maggior parte dei Provatransistor della concorrenza, tutte queste misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat per i TRANSISTOR e Vf - Ir per i DIODI.

A dotazione dell'apparecchio viene dato gratuitamente un dettagliatissimo manuale d'istruzione che descrive in forma piana ed accessibile a tutti come effettuare ogni misura e chiarisce inoltre al tecnico meno preparato i concetti fondamentali di ogni singolo parametro. L'apparecchio è costruito intieramente con una nuovissima resina che lo rende assolutamente infrangibile agli urti. Per quanto si riferisce alla sua perfetta e professionale progettazione e costruzione meccanica ed al suo particolare circuito la I.C.E., avendo adottato notevolissime ed importanti innovazioni ha ottenuto anche per questo suo nuovo apparecchio diversi Brevetti Internazionali!

Minimo peso: grammi 250.
Minimo ingombro:
mm 126 x 85 x 28.

PREZZO NETTO: SOLO L. 6.900 !!

Franco ns/ stabilimento, completo di puntali, di pila e manuale d'istruzioni. Per pagamento all'ordine o alla consegna, omaggio del relativo astuccio identico a quello del SUPERTESTER I.C.E. ma bicolore per una facile differenziazione.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - VIA RUTILIA, 19/18 - TELEFONI: 531.554/5/6